radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung:
UKW-Super mit Transistoren

PREIS DM 2,00 · 12. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

APRIL 1963 **7**



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun,
Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter ZLN 1109 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen

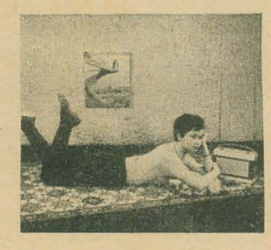
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag

Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

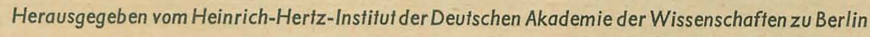
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS



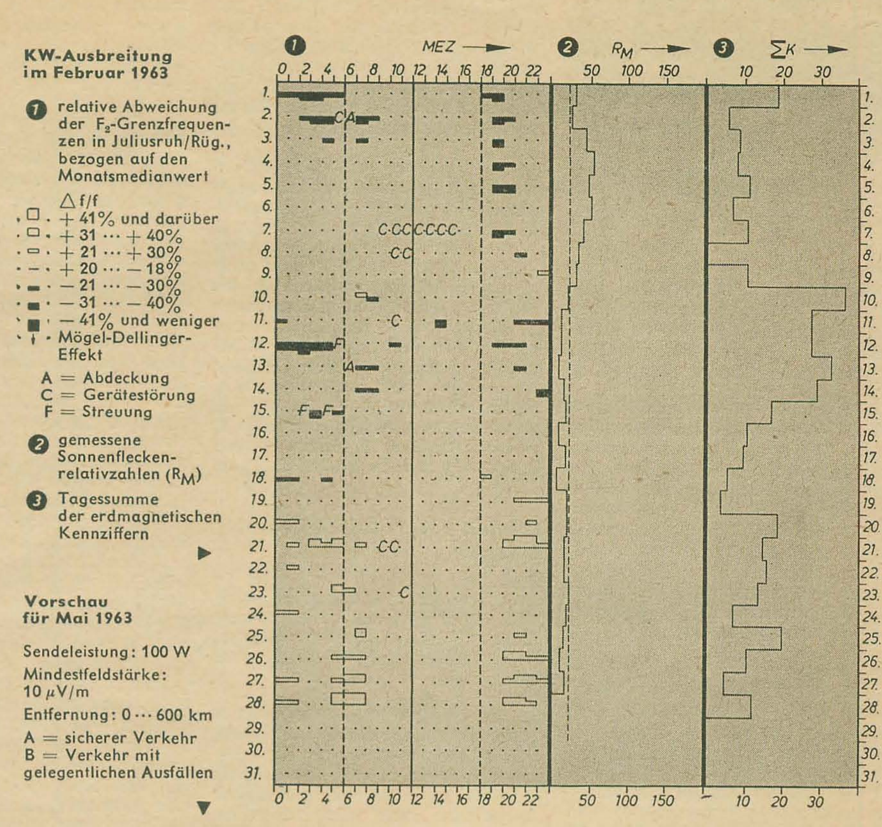
Titelbild:

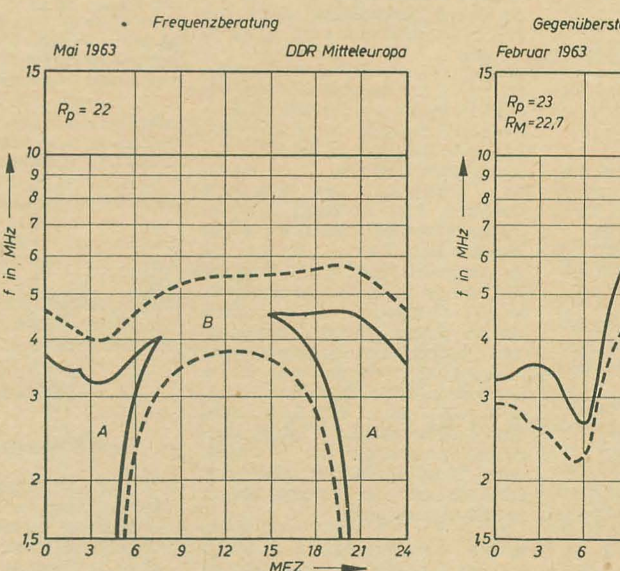
Eine der vielen Verwendungsmöglichkeiten des UKW-Transistorkoffers „stern 3“ vom VEB Stern-Radio Rochlitz zeigt uns die junge Dame auf unserem Titelbild. Technische Einzelheiten über „stern 3“ finden Sie auf Seite 195 ff.
Foto: Dewag-Werbung

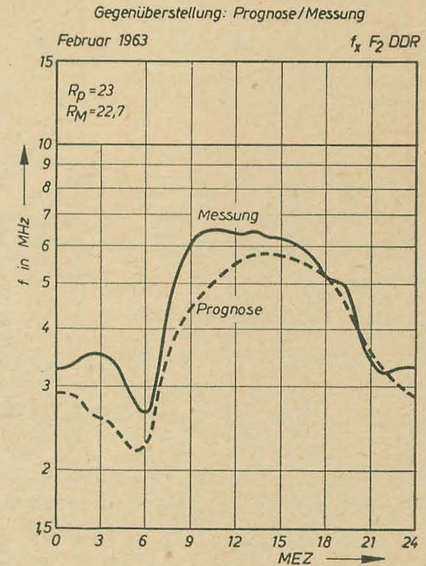


Die KW-Ausbreitung im Februar 1963 und Vorschau für Mai 1963

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin







Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Bericht von der Leipziger Frühjahrsmesse 1963
  - Fernsehen
  - Radio
  - Elektroakustik
  - Antennen
- Monostabiler Multivibrator mit kurzer Rückkippzeit
- Wie wirkt sich ein Katodenwiderstand auf den Aussteuerungsvorgang aus?



▼ **Die Fernsehverbindung zwischen Moskau und Berlin** wird sich um 1000 km verkürzen, wenn 1963 die Kabel-Relaisstrecke Moskau—Kiew—Lwow—Katowice in Betrieb genommen wird.

▼ **Auf der IV. Internationalen Messe in Brno 1962** war die ČSSR u. a. mit neuen Fernsehempfängertypen vertreten. Besonders erwähnenswert ist der Typ „Standard", ein Tischgerät mit 43-cm-Bildröhre. Das Gehäuse besteht aus Blech und Plasten und wird in sieben Pastellfarben geliefert. Der „Standard" soll auch als tragbarer TV-Empfänger mit Teleskopantenne gefertigt werden.

▼ **Auch neue tschechoslowakische Transistorempfänger** wurden in Brno vorgestellt. Bei dem Typ Tesla 60 AB handelt es sich um einen Taschenempfänger mit Schaltuhrbox. Der Tesla 280 3 B „Perla" ist ein Kofferempfänger, der mit sieben Transistoren und einer Germaniumdiode bestückt ist und mit 9 V gespeist wird. Sein Stromverbrauch übersteigt nicht 60 mA, die NF-Ausgangsleistung beträgt 250 mW. Die Skala ist so angeordnet, daß das Gerät auch in waagerechter Lage bedient werden kann.

▼ **An der Beobachtung** der Funksignale von der in Richtung Mars unterwegs befindlichen sowjetischen Weltraumsonde „Mars I" beteiligt sich auch wieder das englische Observatorium Jodrell Bank.

▼ **Eine Fotovervielfacherröhre ohne Kolben** wurde in den USA für Satellitengeräte entwickelt. Bei diesen Geräten ist es nicht notwendig, Röhren mit Glaskolben zu verwenden, denn das Vakuum, bei dem die Röhren im Weltraum arbeiten, ist höher als unter gewöhnlichen Bedingungen. Der Fortfall des Glaskolbens hat den Vorteil, daß die Empfindlichkeit stark erhöht wird. Die Lösung wurde durch die Entwicklung eines speziellen Katodenmaterials ermöglicht, das durch Einfluß der Atmosphäre nicht zerstört wird. Das benutzte Material ist eine Legierung aus Beryllium und Kupfer, die längere Zeit einer Oxydation widersteht.

▼ **Eng zusammenarbeiten** werden die Institute der Hochschule für Elektrotechnik in Ilmenau mit den Betrieben, um die volkswirtschaftlich wichtigsten Forschungsaufgaben schneller und besser zu lösen. So hat die Hochschule mit den Hauptbetrieben der Elektrotechnik des Bezirkes Suhl, wie dem VEB Bauelemente Großbreitenbach und dem Zweigbetrieb Ilmenau des VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder, konkrete Vereinbarungen über Produktionshilfe getroffen, die die Verbesserung der Technologie, die Erhöhung der Produktivität und Qualität sowie die kurzfristige Entwicklung neuer Konstruktionen betreffen. Institute der Hochschule wirken auch in einer sozialistischen Forschungsgemeinschaft zur Qualitätsverbesserung der Glasdurchführungen für Halbleiterbauelemente mit.

▼ **Ein zweiter Strahlengürtel** ist nach amerikanischen Forschungsberichten neben dem Van-Allen-Gürtel in der unteren Schicht des Weltalls entstanden. Wahrscheinlich ist er auf die US-amerikanischen H-Bombenexplosionen im Weltall zurückzuführen. Er kann möglicherweise erhebliche Gefahren für die kommenden Weltraumfahrzeuge mit sich bringen, da schon jetzt Störungen der elektronischen Ausrüstung von Satelliten festgestellt wurden, die auf den Einfluß des neuen Strahlengürtels zurückgeführt werden.

Sowjetische Industriefernsehanlagen

Im folgenden eine kurze Information über verschiedene sowjetische Industriefernsehanlagen, die in diesem Jahr gefertigt werden.

● Die Industriefernsehanlage PTU-OM 1 dient zur Beobachtung verschiedener Arbeiten und technologischer Vorgänge. Sie setzt sich aus einer Kamera und einem Empfänger mit der Bildröhre 35 LK 2 B zusammen. Die Kamera und der Empfänger sind mit einem 200-m-Kabel verbunden.

● Die Industriefernsehanlage PTU-2 M hat gegenüber der Anlage PTU-OM 1 ein größeres Auflösungsvermögen (vertikal 500, horizontal 450 Zeilen bei einer Beleuchtungsstärke von min. 250 lx) und ermöglicht den Anschluß mehrerer (bis zu fünf) von der Kamera weiter entfernter Empfänger. Das Signal gelangt von der Kamera zum UKW-Modulator, wo es in ein hochfrequentes Signal verwandelt wird, und von da zu einem Kontrollempfänger und einem Leistungsverstärker (das Signal wird dann in einem der ersten drei OIRT-TV-Kanäle: 41,75; 49,75 oder 59,25 MHz über Kabel weitergeleitet). Die Entfernungen zwischen der Kamera, dem UKW-Modulator und den fünf Empfängern können bis zu je 1000 m betragen.

● Die Industriefernsehanlage PTU-4 dagegen ist eine Anlage mit mehreren Kameras. Man kann mit ihrer Hilfe verschiedene Prozesse, die mit bis zu fünf Kameras aufgenommen werden, auf einem Empfänger verfolgen. Mit Hilfe eines Mischpultes können die einzelnen Kameras geschaltet und gesteuert werden.
Die genannten Anlagen sind für einen Arbeits- sowie einen Wartezustand der Kameras konstruiert. Im Wartezustand sind alle Anodenspannungen gleich Null, und die Heizspannungen sind auf 60% verringert. Diese Vorkehrung erhöht die Lebensdauer der Aufnahme- und der anderen Röhren, verringert die Leistungsaufnahme und gewährleistet, daß das Bild nach acht Sekunden nach dem Umschalten aus dem Warte- in den Arbeitszustand erscheint.
Die Kameras dieser Anlagen sind mit Vidikons vom Typ LI-23 ausgestattet. Trotz der guten Eigenschaften dieser Aufnahmeröhren können sie infolge ihrer Trägheit keine schnellen Bewegungen übertragen und erfordern eine Beleuchtungsstärke von etwa 250 lx.

● Die Industriefernsehanlagen PTU-101 und PTU-103 dienen zum Beobachten unbeweglicher und sich schnell bewegender Gegenstände bei kleiner Beleuchtungsstärke (min. 25 lx). Die Anlagen PTU-101 und PTU-103 unterscheiden sich durch die Anzahl der Kameras: die erste besitzt eine, die zweite aber zwölf. Das Signal gelangt von der Kamera zum Vorverstärker, der sich max. 25 m von ihr entfernt befinden darf. Vom Vorverstärker gelangt das Signal zum UKW-Modulator und Leistungsverstärker, der von der Kamera max. 1000 m entfernt sein kann. Von da gelangt das hochfrequente Signal über Kabel (auf einem der ersten zwei OIRT-TV-Kanäle) zum Kontrollgerät und zu fünf max. 1500 m entfernten Empfängern. Außer dem ersten ist in einer Entfernung von 200 m noch ein zweites Kontrollgerät vorgesehen.
Die Kameras sind mit Superorthikons vom Typ LI-17 bestückt. Dadurch besitzt die Anlage ein großes Auflösungsvermögen — in Bildmitte 500, in den Bildecken 450 Zeilen. Die Kameras haben entweder ein Objektiv Ju-8 oder ein Objektiv Mir-1. Die Kameras können horizontal um 240° und vertikal ± 30° geschwenkt werden.

● Die Dispatcher-Industriefernsehanlage DTU-18 dient zum Beobachten unbeweglicher oder sich schnell bewegender Gegenstände und verschiedener technologischer Prozesse. Die Anlage besitzt 18 Kameras, und das Auflösungsvermögen beträgt bei einer Beleuchtungsstärke von min. 250 lx und einer Länge des Kamerakabels von 300 m vertikal 500 und horizontal 450 Zeilen, bei einer Länge des Kamerakabels von 1000 m 400 Zeilen. Die Übertragung vom UKW-Modulator zum Empfänger wird in einem der ersten drei OIRT-TV-Kanäle durchgeführt. Die Entfernungen zwischen den Kameras und dem UKW-Modulator und dem Empfänger können bis zu 1000 m betragen.
Die Anlage ist besonders für das Eisenbahnwesen geeignet.

Stereorundfunkversuche in der ČSSR

Im tschechoslowakischen Nachrichtentechnischen Institut VÚST „A. S. Popow" wurde eine komplette labormäßige Stereo-Sende- und Empfangseinrichtung entwickelt.
Die Einrichtung arbeitet mit einem L + R-Summensignal 50 Hz bis 15 kHz (das auch für monauralen Empfang benutzt wird) und einem Hilfssignal (Bandbreite 30 kHz).
Der Sender setzt sich aus dem Stereoteil, einer Kodiereinheit und dem eigentlichen FM-Sender mit Antenne zusammen. Die Kodiereinheit besitzt eine Matrix, mit der ein Summen- und ein Differenzsignal erzeugt wird, beide Signale gelangen durch Preemphasiskreise in einen Modulator (Differenzsignal) bzw. in einen Phasenschieber (Summensignal). Das Differenzsignal wird auf einen Hilfsträger moduliert. Dieser modulierte Hilfsträger wird nun mit dem Summensignal gemischt und zum eigentlichen FM-Sender geleitet. Der Frequenzhub des Trägers, der für das Summensignal bestimmt ist, beträgt die Hälfte des üblichen Frequenzhubes für FM-Sender. Der restliche Teil des Hubes verbleibt dann für die Hilfsträgerfrequenz. Dadurch wird sichergestellt, daß die HF-Bandbreite 200 kHz nicht überschreitet.
Die Empfänger für diese Sendeart sind bis zum FM-Detektor wie üblich ausgeführt. Hinter diesem ist dann ein kodiertes Stereosignal vorhanden. Dieses wird (bei einem 1 : 1-Verhältnis zwischen der Amplitude des Summensignals und des Hilfsträgers) über gegenseitig entgegengesetzt polarisierte Detektoren und Deemphasiskreise in die Verstärker für beide Stereokanäle geleitet.

In „radio mentor" veritas?

Auf der „Wir erfahren"-Seite der Westberliner Fachzeitschrift „radio mentor" 3 (1963) S. 169 fanden wir folgende Meldung:
„Ende 1962 waren in der Ostzone 1,8 Millionen Fernsehteilnehmer angemeldet, das entspricht einer Zunahme von rund 3000 während des vergangenen Jahres."
An dieser Meldung ist alles falsch, was man nur falsch machen kann. In der DDR gab es am 31. 12. 1962 nicht 1,8, sondern 1 892 477, also rund 1,9 Millionen Fernsehteilnehmer. Da die Zahl der Fernsehteilnehmer sich am 31. 12. 1961 auf 1 459 300 belief, betrug die Zunahme während des vergangenen Jahres nicht 3000, sondern 433 177. Wie die Herren Kollegen vom „radio mentor" auf die Zahl 3000 gekommen sind, ist uns ganz besonders schleierhaft. Wir sind sorgfältig alle uns bekannten Möglichkeiten an Druckfehlern durchgegangen, aber darauf, wie aus 433 177 die Zahl 3000 werden konnte, sind wir nicht gekommen.
Nun könnte uns die Redaktion des „radio mentor" natürlich etwa folgendermaßen antworten: „Ihr sprecht von der Deutschen Demokratischen Republik. Für die treffen Eure Zahlen zu. Wir aber sprechen von der Ostzone, also einer Zone oder einem Lande, die oder das es nicht gibt. Wir können also unsere Zahlen falsch sein — es gibt sie ja auch nicht!" Diese Antwort könnte man uns, wie gesagt, geben, sie wäre sogar formallogisch einwandfrei — bloß wir glauben nicht, daß uns „radio mentor" so antworten wird.
Wir sehen aber der Gegenäußerung von „radio mentor" mit Interesse entgegen. Man wollte doch sicherlich die Fachwelt seriös informieren und hat irgendwie unerklärliches Pech gehabt — oder . . .?

P. S.

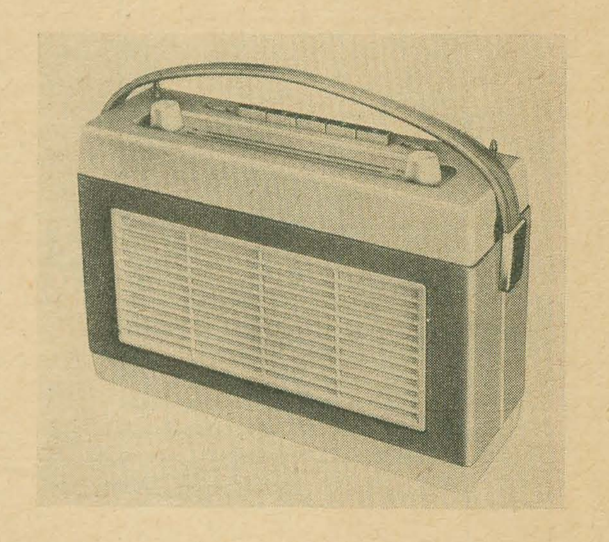
radio und fernsehen

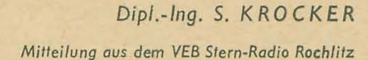
ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

12. JAHRGANG · 1. APRILHEFT **7** 1963

UKW-Transistorkoffergerät

stern 3





Dipl.-Ing. S. KROCKER

Mitteilung aus dem VEB Stern-Radio Rochlitz

Mit „stern 3" brachte der VEB Stern-Radio Rochlitz seinen ersten Transistorkoffer mit UKW-Bereich auf den Markt. Als Parallelentwicklung stimmt dieses Gerät mit „stern 4" im konstruktiven Aufbau und im NF-Teil im wesentlichen überein. Obwohl wir „stern 4" im Heft 13 (1962) bereits ausführlich beschrieben, veröffentlichen wir im folgenden doch das gesamte Schaltbild und eine eingehende Schaltungsbeschreibung von „stern 3", um unseren Lesern für den Reparaturfall geschlossene Unterlagen in die Hand zu geben.

Der Koffersuper „stern 3" enthält 11/7 Kreise und ist mit zehn Transistoren bestückt. Die Stromversorgung erfolgt aus fünf Monozellen. Für die Verwendung im Kraftwagen ist das Gerät zum Anschluß der Autoantenne mit einer Buchse versehen, die nach Abnehmen des Traggriffes zugänglich wird. Weiterhin ist zum Einbau im PKW „Wartburg" eine Autohalterung vorgesehen, in die sich der Koffersuper leicht einsetzen läßt. Er ist dann über die an der Unterseite des Gerätes befindliche Steckerfassung an die Autobatterie und den Wagenlautsprecher angeschlossen. In diesem Falle speist die Autobatterie gleichzeitig eine Soffitte zur Skalenbeleuchtung.

Sämtliche Baugruppen und Einzelteile sind in einem Rahmenchassis montiert, wodurch sich ein stabiler Aufbau ergibt. Das Gerät ist in gedruckter Schaltungstechnik aufgebaut.

FM-Teil

Der UKW-Tuner ist als besonderer abgeschirmter Baustein in konventioneller Verdrahtungsweise ausgeführt.

Das Signal gelangt von den zum gestreckten Dipol ausziehbaren Teleskopantennen auf den symmetrischen Eingang, der durch die Erdung seiner Mittenanzapfung auch als unsymmetrischer Eingang für die Autoantenne verwendet werden kann.

Durch den niedrigen Eingangswiderstand der in Basisschaltung arbeitenden HF-Vorstufe erhält der fest abgestimmte Eingangskreis die notwendige Bandbreite. Der kapazitiv abgestimmte Kollektorkreis ist über die kleine Kapazität C_8 an den niederohmigen Eingang der selbstschwingenden additiven Mischstufe angepaßt, die ebenfalls in Basisschaltung betrieben wird. Der Oszillatorkreis liegt über C_{16}, der gleichzeitig die Primärkapazität des ZF-Bandfilters $L_{15/16}$ darstellt, am Kollektor. Die Spule L_{14a} bewirkt in Verbindung mit C_9 durch Phasenkorrektur der über C_{10} rückgekoppelten Oszillatorspannung eine in Abhängigkeit von der Frequenz annähernd konstante Oszillatoramplitude.

Um bei großen Eingangssignalen den verstimmenden Einfluß der spannungsabhängigen Kollektorkapazität zu unterdrücken, liegt parallel zum Primärkreis des ersten ZF-Filters die Diode D_4. Sie wird bei kleinen Eingangssignalen durch die über R_4 gewonnene Vorspannung gesperrt.

Das Weglaufen der Oszillatorfrequenz durch Speisespannungsschwankungen, wie sie insbesondere beim Anschluß des Gerätes an die Autobatterie auftreten können, wird dadurch wirksam unterdrückt, daß die Oszillatorstufe über den Stabilisierungstransistor T_{10} eine konstante Betriebsspannung erhält.

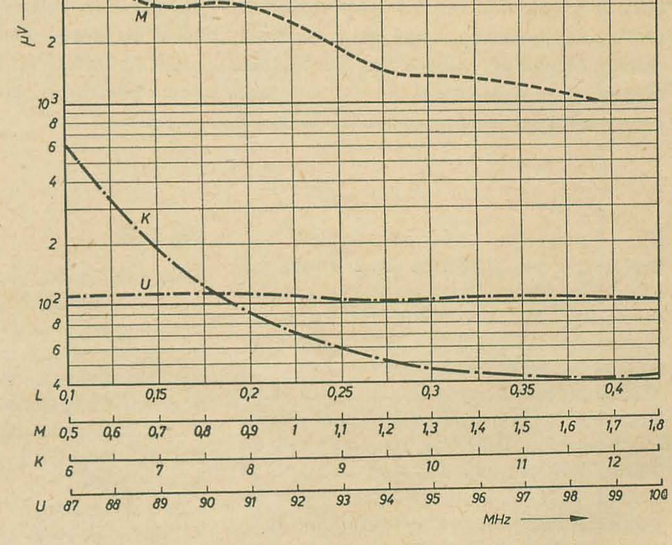
An den Tuner schließt sich ein dreistufiger ZF-Verstärker an, dessen Stufen in neutrali-

sierter Emitterschaltung arbeiten. Der an jedem Kollektor liegende Reihenwiderstand vermindert die Verstimmung des Primärkreises bei großen Eingangssignalen. Im Anschluß an die letzte ZF-Stufe folgt ein symmetrischer Ratiodetektor, dessen Reihenwiderstände R_{28} und R_{30} zum Einstellen der besten AM-Unterdrückung dienen.

Alle ZF-Stufen sowie der HF-Vorstufentransistor und der Transistor T_{10} erhalten eine konstante, von der Speisespannung unabhängige Basisvorspannung, die von einer besonderen Gnomzelle geliefert wird. Da diese Zelle nur mit einem sehr geringen Strom belastet ist, wird ihre Lebensdauer praktisch durch die Lagerfähigkeit begrenzt.

Auf Grund der konstanten Vorspannungen ergibt sich bei einem Absinken der Speisespannung ein weniger starker Verlust an Empfindlichkeit. Eine weitere Stabilisierung

Empfindlichkeitskurven für K, M, L (mit Autokunstantenne gemessen) und UKW (Eingang 70 Ω)



Spiegelfrequenzkurven für K, M, L (mit Autokunstantenne gemessen) und UKW (Eingang 70 Ω) ▶

der Verstärkung bewirkt der Widerstand R_{24}. Er hat zur Folge, daß sich bei Verringerung der Speisespannung der Emitterstrom im Transistor T_5 erhöht, so daß sich eine erhöhte Stufenverstärkung ergibt. Diese Maßnahmen gestatten eine Ausnutzung des Batteriesatzes bis etwa 4 V.

AM-Teil

Die eingebaute Ferritantenne ermöglicht Empfang auf allen AM-Wellenbereichen. Die Bereichswahl erfolgt durch einen Drucktastenschalter, dessen Schaltkontakte unmittelbar in die gedruckte Leiterplatte eingelötet sind.

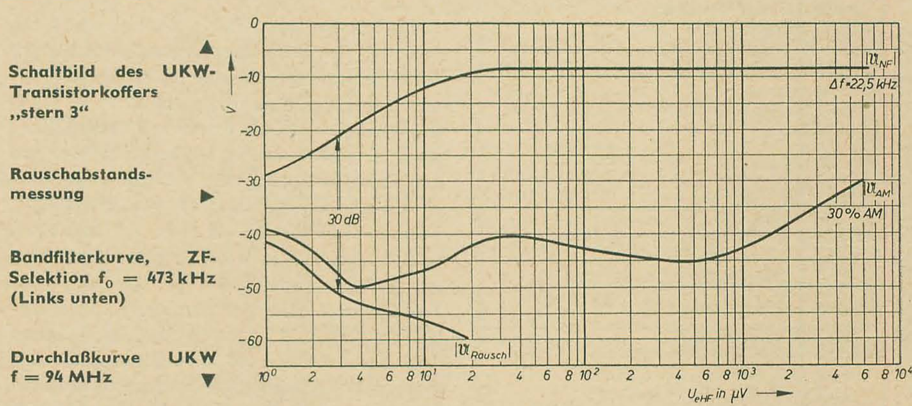
Bei Betrieb des Gerätes im Kraftwagen werden durch eine Antennentaste für MW und LW besondere Vorkreise eingeschaltet, während die Ferritantennenvorkreise unwirksam werden.
Außerhalb des Kraftwagens besteht bei KW die Möglichkeit, durch Drücken der Antennentaste eine Teleskopantenne als zusätzliche Behelfsantenne zu verwenden.

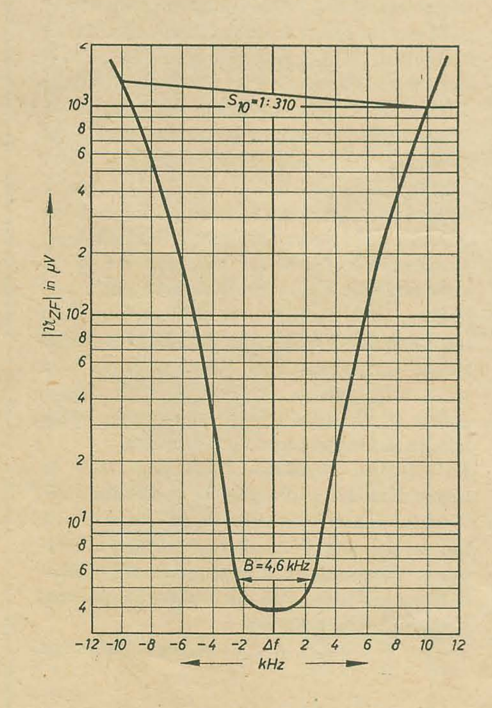
▲ **Schaltbild des UKW-Transistorkoffers „stern 3"**

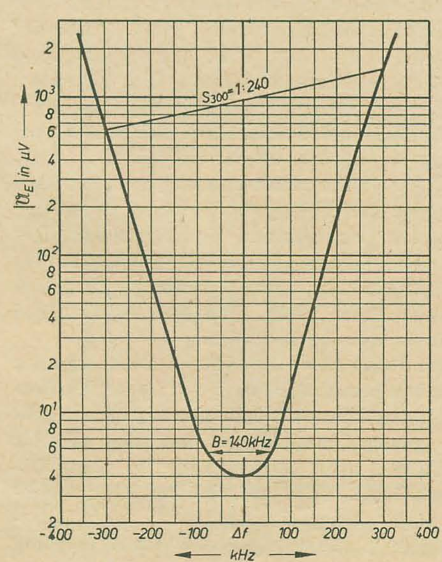
Rauschabstandsmessung ▶

Bandfilterkurve, ZF-Selektion f_0 = 473 kHz (Links unten)

Durchlaßkurve UKW f = 94 MHz ▼

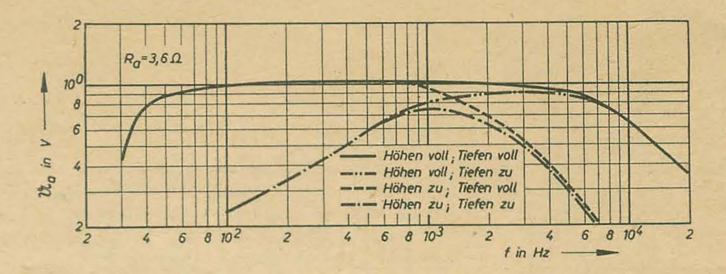






Über C_{23} gelangt das Signal von den Vorkreisen zur Basis von T_1. Diese Stufe arbeitet bei AM als geregelte aperiodische Vorstufe in Emitterschaltung. Am Kollektor dieser Stufe liegt der Arbeitswiderstand R_9 mit parallelgeschaltetem ZF-Saugkreis.
Es folgt eine selbstschwingende additive Mischstufe mit dem Transistor T_3. Diese wirkt für die Eingangsfrequenz als Emitterschaltung, für die Oszillatorfrequenz dagegen als Basisschaltung.
Um das notwendige Massepotential an der Basis zu erhalten, ist bei KW der Oszillatorrückkopplungszweig zu einer Brückenschaltung erweitert. Im ZF-Teil kann wegen des geringen Rückwirkungsleitwertes der verwendeten Transistoren auf eine Neutralisation verzichtet werden. Die Kopplung der Bandfilter erfolgt kapazitiv. Zur Demodulation wird eine Germaniumdiode OA 625 verwendet. Die dabei über R_{33} entstehende

Niederfrequenzgang



Gleichspannung verringert die Grundvorspannung, die durch Spannungsteilung mit den Widerständen R_{33}, R_{34}, R_{35}, R_{36} gewonnen wird, und bewirkt so über die Regelstufen T_1 und T_4 die automatische Verstärkungsregelung.

NF-Teil

Der NF-Teil enthält eine rauscharme Vorstufe, eine Treiberstufe und die in Gegentakt-B-Schaltung arbeitende Endstufe. Durch Gegenkopplung der Vorstufe und der Treiberstufe wird eine verzerrungsarme Wiedergabe erreicht.

Die Stabilisierung der Vorstufe erfolgt nach dem Prinzip der halben Speisespannung, T_7 wird durch den Emitterwiderstand R_{49} und die Endstufe durch den Heißleiter R_{50} stabilisiert.

Sopranregler R_{53} und Baßregler R_{55} gestatten die subjektive Einstellung des gewünschten Klangbildes.

Ein permanentdynamischer Lautsprecher (2 VA, 3,6 Ω) mit Hochtonkegel gewährleistet die Wiedergabe eines breiten Frequenzbandes.

Wir lernten kennen:

UKW-Transistorkoffer **stern 3**

Technische Daten

Stromversorgung: Batterie
Betriebsspannung:
7,5 V (5× 1,5-V-Monozellen in Heizzellen- oder Beleuchtungszellenausführung)
1,5-V-Gnomzelle (Stabilisierung)
Stromaufnahme: ≈ 16 mA (ohne Signal)
Wellenbereiche:

U	87,5 ··· 100 MHz	(3,42 ··· 3 m)
K	5,8 ··· 12,5 MHz	(51,7 ··· 24 m)
M	520 ··· 1620 kHz	(577 ··· 185 m)
L	150 ··· 300 kHz	(2000 ··· 1000 m)

Transistorbestückung:

T_1	OC 171 V	(AF 114)	Vorstufe
T_2	OC 171 M	(AF 115)	FM-Mischstufe
T_3	OC 170	(AF 115)	AM-Mischstufe
T_4	OC 169 R	(AF 116)	ZF-Verstärker
T_5	OC 169	(AF 116)	ZF-Verstärker
T_6	OC 826	(OC 817)	NF-Vorstufe
T_7	OC 825	(OC 816)	Treiberstufe
T_8, T_9	2 — OC 825 (2 — OC 821)		Gegentaktendstufe

T_{10} ohne Bezeichnung Stabilisierungstransistor

Dioden:

D_1, D_2	O 2 A 646	FM-Demodulator
D_3	OA 625	AM-Demodulator
D_4	OA 625	Dämpfungsdiode

Schaltung: Superhet
Zahl der Kreise:
7 AM/11 FM, davon jeweils 2 abstimmbar
Zwischenfrequenz: AM 473 kHz/FM 10,7 MHz
Empfangsantenne:
für U zwei Teleskopantennen, für K, M und L eingebaute Ferritantenne
bei K und gedrückter Antennentaste wirkt die rechte Teleskopantenne als Zusatzantenne
NF-Teil: Gegentaktendstufe (B-Verstärker)
Ausgangsleistung: 250 mW (k ≦ 10%)
Lautsprecher: L 2157 P mit Hochtonkegel (Z = 3,6 Ω/2 VA)
Klangregelung:
getrennte Sopran- und Baßregler
Antrieb: Seilantrieb
Anschlußmöglichkeiten:
Autoantenne (umschaltbar durch mit ↑ gekennzeichneter Drucktaste)
Gehäuseabmessungen:
Breite 293 mm; Höhe 202 mm; Tiefe 97 mm
Gewicht: ≈ 3,2 kp mit Monozellen
Gehäuse:
kombiniertes Holz-Plast-Gehäuse mit Kunststoffüberzug

Meßwerte

Niederfrequenzteil

NF-Empfindlichkeit:
≦ 6 mV (f = 1000 Hz; N_a = 50 mW)
Klirrfaktor:
≦ 10% (f = 1000 Hz; N_a = 250 mW)

Zwischenfrequenzteil

AM-ZF-Empfindlichkeit:
≈ 6 μV (Basis T_3 über 0,1 μF)
≈ 80 μV (Basis T_4 über 0,1 μF)
≈ 1,6 mV (Basis T_5 über 0,1 μF)
gemessen bei herausgedrehtem Saugkreis bei einer Ausgangsleistung von 50 mW
FM-ZF-Empfindlichkeit:
≈ 120 μV (Basis T_3 über 0,1 μF)
≈ 1,5 mV (Basis T_4 über 0,1 μF)
≈ 20 mV (Basis T_5 über 0,1 μF)
bezogen auf 1 V Ratiospannung
ZF-Bandbreite: AM 3,5 ··· 5,5 kHz
FM 160 ··· 220 kHz
ZF-Selektion: AM ≧ 40 dB FM ≧ 30 dB

Hochfrequenzteil

Empfindlichkeit:
U ≦ 10 μV für 30 dB Rauschabstand
≦ 15 μV für 1 V Ratiospannung
gemessen mit Meßrahmen:
K ≦ 1,2 mV/m
M ≦ 300 μV/m
L ≦ 1,5 mV/m
bezogen auf 10 dB Rauschabstand
N_a = 50 mW, m = 30%
gemessen mit Autokunstantenne:
K ≦ 50 μV
M ≦ 50 μV
L ≦ 60 μV
bezogen auf 10 dB Rauschabstand,
N_a = 50 mW, m = 30%

Nach den AM-„sternen" 1, 2 und 4 wurde als Krönung der Rochlitzer Transistorempfänger zur Leipziger Herbstmesse 1962 mit „stern 3" ein AM/FM-Koffer vorgestellt. Vom VEB Stern-Radio Rochlitz wurde uns freundlicherweise ein Gerät aus der Nullserie und eins aus der Serienfertigung zur Verfügung gestellt. Die Überprüfungszeit war verhältnismäßig kurz, so daß wir zum Einsatz auf Zeit noch nichts sagen können. Zum Äußeren möchten wir nur kurz bemerken, daß „stern 3" als Zwilling von „stern 4" erscheint. Man verwandte für beide Typen das gleiche Gehäuse, eine Kombination aus Holz (Mittelteil) und Plasten in der modischen Farbzusammenstellung grau-weiß. Der Entwurf stammt vom Institut für angewandte Kunst. Auch der AM-Teil des „stern 3" ist, wie wir bereits auf Seite 195 erwähnten, analog dem „stern 4". Da wir „stern 4" bereits im Heft 13 (1962) fast ausführlich besprachen, beschränken wir uns im folgenden auf den UKW-Teil.

Wir möchten gleich betonen, daß sich Nullserien- und Seriengerät, abgesehen von einigen kleinen mechanischen Verbesserungen, nicht voneinander unterscheiden. Wir halten das für einen überzeugenden Beweis für die gründliche Entwicklung, Durchkonstruktion und technologische Bearbeitung des Gerätes.

Ein Gerät dieser Größe und Ausstattung kann sich in bezug auf Brillanz und Dynamik selbstverständlich nicht mit einem großen Tischempfänger vergleichen, aber der störfreie UKW-Bereich besticht auch bei dieser Geräteklasse. Sehr zu begrüßen ist die Aufnahme einer getrennten Höhen- und Tiefenregelung, die gerade beim UKW-Empfang wichtig ist, um die beste Klangqualität einstellen zu können.

Beim Herausziehen der Teleskopantennen für den UKW-Empfang darf man nicht zu zaghaft sein, sonst lassen sich die Stäbe nicht abwinkeln. In der dem Gerät beiliegenden Bedienungsanweisung wird besonders darauf hingewiesen. Leider kann man einiges andere in der Bedienungsanweisung nicht finden, deshalb sei zu ihr noch einiges gesagt.

Man hat den Eindruck, daß sie mit nicht sehr viel Sorgfalt und Mühe zusammengestellt und redigiert wurde. Da ist z. B. die Position 8 einmal im Bild 2 angegeben; sie bezeichnet dort eine Schraube. Für die Taste Nr. 8 im Bild 4 sucht man die Erklärung vergeblich. Wahrscheinlich sollte es hier auch 7 und nicht 8 heißen. Aber eine Erläuterung für Nr. 7 gibt es auch nicht.

Ferner wird auf Seite 2 erwähnt, daß sich der Kunde mit „stern 3" ein leistungsfähiges Rundfunkgerät gekauft hat, das ihn u. a. auch auf Fahrten im Kraftfahrzeug gut unterhalten wird. Außer dem lakonischen Satz am Ende der Schrift „Für Autobetrieb vorgesehen" findet man aber keinen weiteren Hinweis, wie und wann der Besitzer seinen „stern 3" als Autoradio benutzen kann. Aber gerade das interessiert viele Kunden.

Es wäre zu begrüßen, wenn man auch in dieser Beziehung die gewohnte Qualität des Werkes einhalten würde. Denn „stern 3" ist mit seinen vier Wellenbereichen, der universellen Verwendbarkeit und guten Empfangsleistung auf jeden Fall ein Knüller in unserem Rundfunkgeräteangebot.

Blodszun

UKW-Super mit Transistoren

HELMUT WAGNER

Im nachfolgend beschriebenen Gerät wurden für den UKW-Baustein Transistoren des Typs OC 883 und für die ZF-Stufen der Typ OC 882 der DDR-Produktion verwendet. Leider fehlt z. Z. im Angebot des HWF noch ein UKW-Transistor mit einer Grenzfrequenz von ≧ 100 MHz. Die HF-Verstärkung des OC 883 ist jedoch noch ausreichend, um eine brauchbare Empfangsleistung zu erzielen.

Technische Daten

Wellenbereich: 87 ··· 100 MHz
Zwischenfrequenz: 6,75 MHz
Speisespannung: 9 V
Stromaufnahme:
HF- und ZF-Teil ≈ 5,5 mA
NF-Teil ≈ 5,5 mA (Ruhestrom)
NF-Teil ≈ 20,0 mA (max)

Verwendete Einzelteile

1	UKW-Drehkondensator 2 × 14 pF	VEB Funkwerk Dresden
2	Trimmer 3373 3 ··· 7 pF	VEB Keramische Werke Hermsdorf
4	AM/FM-Filerkörper oder	VEB Stern-Radio Sonneberg
3	Fernseh-ZF-Filter (Start-Serie) und	Rafena oder Staßfurt
1	Filter F_{203}	Rafena oder Staßfurt
1	Treibertrafo Best. Nr. 469212	vom Transistortaschensuper Sternchen
1	Ausgangstrafo Best. Nr. 469211	vom Transistortaschensuper Sternchen

Der Aufbau des Gerätes erfolgt in Bausteinen, die sich leicht austauschen und ergänzen lassen.
Für den Einbau des UKW-Supers wurde ein SONRA-Gehäuse vom Typ Ilmenau 210 verwendet.
Bei sorgfältiger Arbeit bereitet der Nachbau keine nennenswerten Schwierigkeiten. Es wird jedoch dann von einem Nachbau abgeraten, wenn die notwendigen Vorkenntnisse fehlen und die erforderlichen Meßgeräte nicht zur Verfügung stehen.

Schaltungsbeschreibung

In der nachfolgenden Schaltungsbeschreibung werden die einzelnen Baustufen kurz beschrieben. Bild 1 vermittelt die Ansicht des Gerätes, und die Bilder 2 und 3 zeigen das Blockschaltbild und die Gesamtschaltung des UKW-Supers.



Bild 1: Ansicht des UKW-Transistorsupers

UKW-Stufe

Die HF-Spannung gelangt über L_1 und L_2 an den in Basis geschalteten Transistor T_1. Die Ankopplung der Antenne kann symmetrisch oder unsymmetrisch erfolgen. L_1 hat bei 300 Ω 2 × 2 Windungen, die bifilar auf L_2 gewickelt werden. Die Enden werden überkreuz angeschlossen. Die Mitte von L_1 wird zur Erhöhung der ZF-Festigkeit an Masse gegegt. Die Abstimmung von L_2 erfolgt auf 96 MHz. Eine Neutralisation der in Basis arbeitenden Vorstufe ist nicht erforderlich. Der Zwischenkreis L_3 wird mit einem Drehkondensator abgestimmt. Parallel dazu ist ein Kondensator zu schalten, der je nach verwendeten Drehkondensator 10 ··· 15 pF betragen kann. Die Ankopplung an die Mischstufe erfolgt über einen Kondensator von 5 pF.
T_2 arbeitet als selbstschwingende Mischstufe in Basisschaltung. Die Rückkopplung erfolgt kapazitiv über einen 5-pF-Kondensator. Die entstehende Phasendrehung wird durch L_4 wieder aufgehoben. L_4 ist veränderlich ausgeführt und beeinflußt die Oszillatoramplitude. Für die Zwischenfrequenz wirkt L_4 als Saug-Kreis. L_5 wurde zur Erreichung einer guten Frequenzstabilität nach der ersten Windung angezapft. Die Temperaturabhängigkeit wird durch den parallel zum Drehko liegenden Kondensator kompensiert. Dieser Kondensator ist sorgfältig auszuwählen.
Die Auskopplung der Zwischenfrequenz erfolgt über L_7.

ZF-Stufe

Der ZF-Verstärker wurde in Basisschaltung ausgeführt. Diese Schaltung hat zwar gegenüber der Emitterschaltung eine etwas geringere Stufenverstärkung, ist jedoch weniger kritisch, und eine Neutralisation ist nicht unbedingt erforderlich. Für den Aufbau des ZF-Verstärkers können Einzelkreise oder Bandfilter verwendet werden. Bei Bandfiltern ist die Selektion besser. Zur Vereinheitlichung und Vereinfachung des Aufbaues der einzelnen Stufen wurden Einzelkreise verwendet. Nur der erste ZF-Kreis wird mit L_7, L_8 zu einem Bandfilter erweitert. Da das Gerät vorwiegend mit einer eingebauten Antenne betrieben wird, ist die vorhandene Trennschärfe ausreichend. Die Ankopplung an T_3 erfolgt über L_9. Auf eine Erweiterung zu einem Bandfilter mit L_8, L_9 kann verzichtet werden, wenn der Emitter von T_3 mit 300 pF an L_7 angekoppelt wird.

Die einzelnen ZF-Stufen unterscheiden sich nur geringfügig. Zur Vermeidung von Übersteuerungserscheinungen wird in die Kollektorleitung ein Widerstand von 200 ··· 500 Ω eingefügt. Eine Neutralisation erwies sich als nicht erforderlich. Zur Erhöhung der Betriebsgüte der Einzelkreise erfolgte das Wikkeln der Einzelkreise mit HF-Litze 10 × 0,04.
Der Ratiodetektor wurde ebenfalls in Bausteinform ausgeführt. Zur Demodulation werden zwei Germaniumdioden des Typs OAA 646 oder OA 645 verwendet.
Die vorliegende Schaltung weicht von der üblichen Detektorschaltung etwas ab, sie ermöglicht dafür einen einfachen Aufbau. Auf eine Regelung des ZF-Teiles wurde auf Grund des dafür erforderlichen Aufwandes verzichtet.

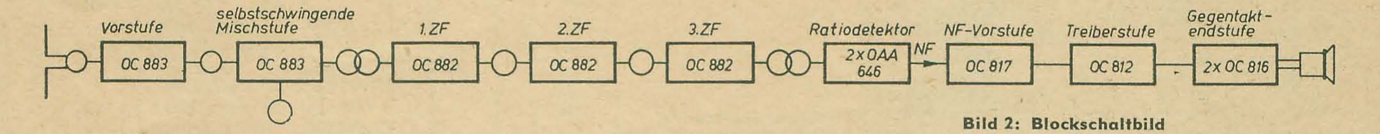


Bild 2: Blockschaltbild

NF-Teil und Stromversorgung

Der NF-Teil — bestehend aus NF-Vorstufe, Treiberstufe Gegentaktendstufe — weist keine Besonderheiten auf. Die hierbei verwendeten Übertrager des „Sternchen" lassen in der Wiedergabequalität einiges vermissen. Wenn es platz- und gewichtsmäßig möglich ist, sollte man eine qualitativ zweckmäßigere Endstufe mit größeren Übertragern vorsehen, die auch eine wesentlich höhere Ausgangsleistung zulassen.
Die Stromversorgung erfolgt aus zwei in Reihe geschalteten 4,5-V-Flachbatterien. Es können natürlich auch fünf Monozellen verwendet werden. Die Endstufe wird dann ebenfalls auf 7,5 V umgeschaltet. Der Siebwiderstand der HF- und ZF-Stufen ist dann von 300 Ω auf 50 Ω und der der NF-Vorstufe

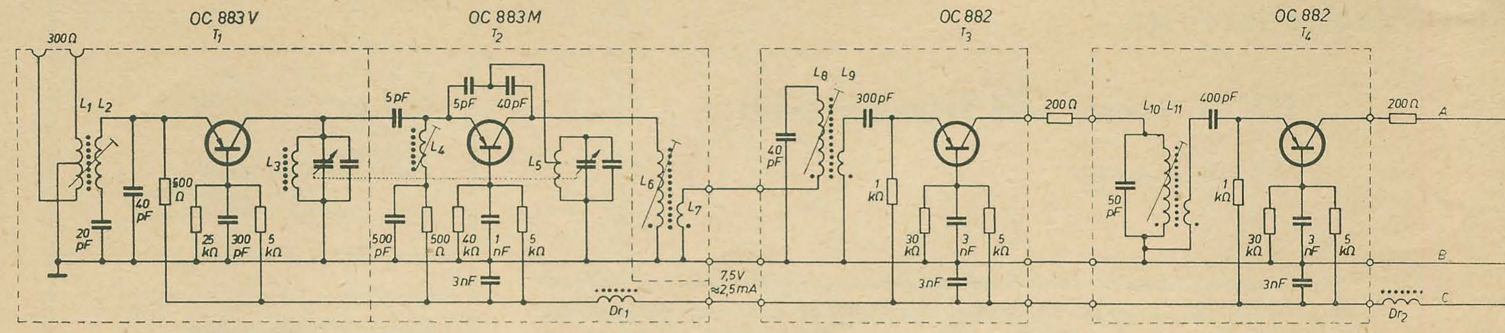


Bild 3: Gesamtschaltung

von 4 kΩ auf 1,5 kΩ zu verringern. Dabei ist die Endstufe durch Verändern des 5-kΩ-Widerstandes am Basisspannungsteiler so einzustellen, daß ein Kollektorstrom von etwa 4 mA fließt. Für die NF-Vorstufe ist ein rauscharmer Transistor von F ≦ 5 dB zu verwenden.

Hinweise für den Aufbau des Gerätes

Der Aufbau der einzelnen Stufen ist teilweise aus den Fotos ersichtlich. Er richtet sich jedoch vor allem nach dem zur Verfügung stehenden Material. Im Bild 4 ist die Rückansicht des Gerätes dargestellt.

UKW-Stufe

Bild 5 zeigt den UKW-Baustein. Die Anordnung der einzelnen Teile richtet sich in erster Linie nach dem verwendeten Drehkondensator. Es ist zweckmäßig, parallel zum Drehkondensator Trimmer (3 ··· 7 pF) zu schalten, die den Abgleich erleichtern. L_3 ist mechanisch stabil zu befestigen, damit eine Frequenzänderung durch Erschütterungen usw. vermieden wird. L_1 und L_2 sind nur auf der Außenseite des Tunergehäuses anzubringen. Die Leitungsführung ist so kurz wie möglich vorzunehmen. Der gesamte Tuner ist gut abzuschirmen, um unerwünschte Störstrahlungen zu unterdrücken.

Bild 6 (links): ZF-Stufe mit SONRA-AM/FM-Filterkörper

Bild 7 (rechts): ZF-Stufe mit Fernseh-ZF-Filter



ZF-Stufe

Für die ZF-Filter lassen sich bei den angegebenen Windungszahlen alle Spulenkörper mit einem Durchmesser von 7 mm verwenden.

Voraussetzung ist allerdings, daß die HF-Eisenkerne für eine Frequenz von etwa 10 MHz geeignet sind. Zum Aufbau der ZF-Stufen wurden SONRA-AM/FM-Bandfilter, die entsprechend umzuwickeln sind, verwendet. Diese Bauweise hat den Vorteil, daß alle Bauelemente innerhalb des Filters untergebracht werden können. Bild 6 zeigt den Aufbau einer ZF-Stufe mit SONRA-AM/FM-Filterkörper und Bild 7 eine ZF-Stufe mit Fernseh-ZF-Filter.

Die Filterabschirmung wird auf 35 mm Höhe gekürzt. Die Verarbeitung der HF-Litze ist mit großer Sorgfalt vorzunehmen. Die Abisolierung der HF-Litze erfolgt am einfachsten über einer Spiritusflamme. Dabei wird die HF-Litze bis zur Rotglut erhitzt und dann sofort in Spiritus abgekühlt.

Bei der Verwendung von SONRA-AM-FM-Filter (Bild 8) wird für den Ratiodetektor die volle Filterhöhe von 55 mm benötigt. Bei der bifilaren Wicklung L_{15} ist auf den richtigen Anschluß zu achten.

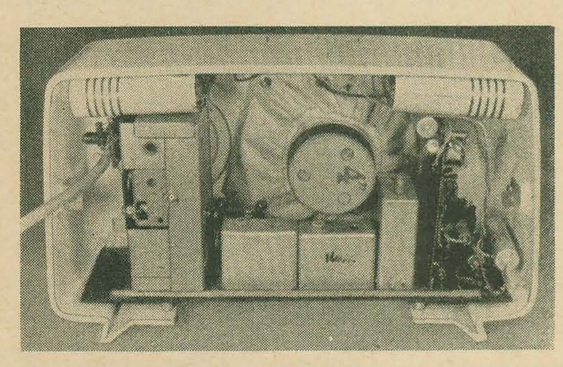


Bild 4: Rückansicht des UKW-Transistorsupers

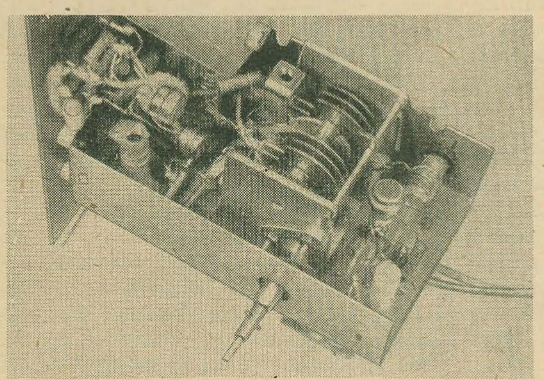
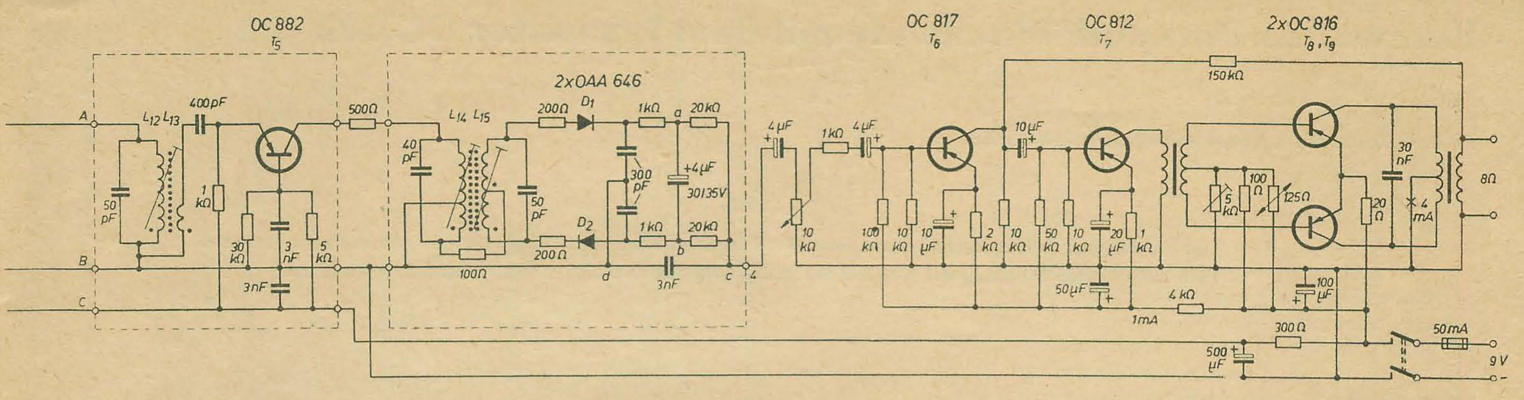
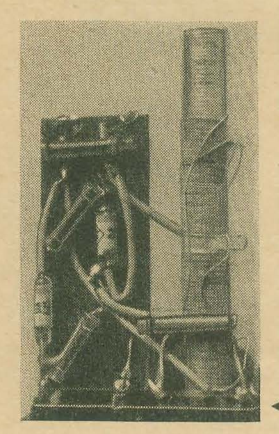


Bild 5: Ansicht des UKW-Bausteins

Spulen- und Wickeldaten für L_1 bis L_{15}

Bezeichnung	Windungen	Durchmesser in mm	Ausführung	Spulenkörperdurchmesser in mm
L_1	2×2	0,5 CuL	bifilar	7
L_2	5	0,5 Cu	versilbert	7
L_3	4	1,0 Cu	versilbert	7
L_4	5	0,5 CuL		5
L_5	4	1,0 Cu	versilbert	7
L_6	42	10×0,04	HF-Litze	7
L_7	3	0,3 CuLS		7
L_8	45	10×0,04	HF-Litze	7
L_9	3	0,3 CuLS		7
L_{10}	48	10×0,04	HF-Litze	7
L_{11}	3	0,3 CuLS		7
L_{12}	48	10×0,04	HF-Litze	7
L_{13}	3	0,3 CuLS		7
L_{14}	30+20	10×0,04	HF-Litze	7
L_{15}	2×22	10×0,04	HF-Litze	7
Bei Verwendung von Rafena Fernseh-ZF-Filtern				
L_8	54	0,2 CuLS		
L_9	5	0,2 CuLS		
L_{10}	54	0,2 CuLS		
L_{11}	5	0,2 CuLS		
L_{12}	54	0,2 CuLS		
L_{13}	5	0,2 CuLS		





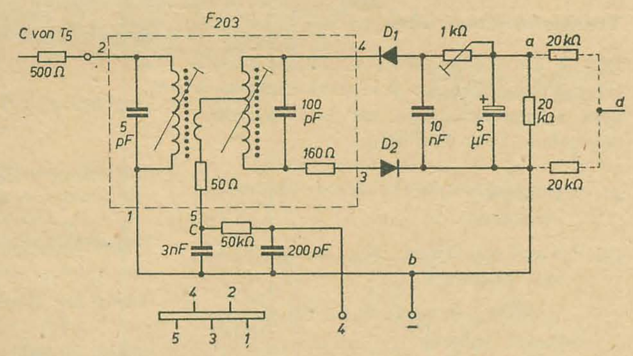


Bild 9: Schaltung des Ratiodetektors mit dem Filter F_{203}

◀ Bild 8: Aufbau des Ratiodetektors mit SONRA-AM/FM-Filterkörper

Es lassen sich auch andere Filterkörper verwenden. Einen sehr kleinen Aufbau ermöglichen Fernsehfilter der Start-Serie. Die angegebenen Windungszahlen sind nur für Abgleichkerne aus dem Ton-ZF-Teil des TV-Empfängers zutreffend.

Für den Ratiodetektor kann das Originalfilter F_{203} nach geringfügiger Änderung verwendet werden (f von 5,5 auf 6,75 MHz). Die Schaltung des Ratiodetektors ist nach Bild 9 vorzunehmen. Infolge Platzmangels geschieht das Wickeln mit Volldraht 0,2 mm. In die Stromzuführung des HF- und ZF-Teiles werden zwei Drosseln (10 μH/1,5 A Lü) eingefügt. Um Rückwirkungen der Gegentaktendstufe auf den HF-Teil zu vermeiden, erfolgt eine Glättung über 300 Ω und 500 μF. Die obenstehende Tabelle vermittelt die Spulen- und Wickeldaten für L_1 bis L_{15}.

Hinweise für den Abgleich

Der Abgleich erfolgt nach den für UKW-Empfänger üblichen Richtlinien. Die einzelnen Kreise werden vom Ratiodetektor beginnend abgeglichen. Der Anschluß des Mikroamperemeters (50 μA, nach Möglichkeit mit Nullpunkt in der Mitte) erfolgt an den Punkten a und b. Zum Abgleich von L_{15} wird das Mikroamperemeter an die Punkte c und d angeschlossen. Mit L_{15} muß sich der Nulldurchgang einwandfrei einstellen lassen. Bei Verwendung des Filters F_{203} werden zur Kontrolle des Nulldurchganges als Hilfsmittel zwei 20-kΩ-Widerstände parallel zu dem bereits vorhandenen 20-kΩ-Widerstand geschaltet.

Die Ankopplungskondensatoren für die Transistoren T_3, T_4 und T_5 können zur Erreichung einer maximalen Anpassung um ± 100 pF verändert werden.

Der Abgleich des UKW-Bausteins erfordert die größte Sorgfalt. Die richtige Frequenz wird durch Auseinanderziehen bzw. Zusammendrücken von L_5 und L_3 eingestellt. L_4 wirkt für die Zwischenfrequenz als Saugkreis. Der Abgleich von L_2 wird etwas oberhalb der Bandmitte vorgenommen, um Verluste bei dem höheren Frequenzbereich auszugleichen. Eine Veränderung des 300-pF-Kondensators kann ggf. eine Steigerung der Empfindlichkeit mit sich bringen. Ein Betrieb des HF- und ZF-Verstärkers mit einer höheren Spannung als 7,5 V ist nur nach Veränderung des Basis-Spannungsteilers sinnvoll.

Kurzwellen-Vor- und -Mischstufe mit dem Transistor OC 882

CLEMENS HÖRINGER

Mitteilung aus dem Institut für Halbleitertechnik, Teltow-Stahnsdorf

Der nachfolgende Beitrag behandelt die Anwendung des Drift-Transistors OC 882 in Kurzwellenschaltungen. In einer praktisch ausgeführten Schaltung mit Vor- und Mischstufe wird das Verhalten dieses Transistors beschrieben.

Allgemeines

Während die HF-Transistoren OC 871 und OC 872 für die HF-Verstärker und Mischstufen bis etwa 2 MHz vorgesehen sind, erreicht man mit den neuen Transistoren OC 881, OC 882 und OC 883 bei weit höheren Frequenzen ausreichende Verstärkungen.

Diese Typen sind als Drift-Transistoren zu bezeichnen, d. h. bei ihnen ist ein Dotierungsgradient in der Basis vorhanden, wobei das Basismaterial in der Nähe der Basis-Kollektor-Sperrzone hochohmiger als in der Nähe der Emitter-Basis-Sperrzone ist. Vom Hersteller (VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder) wurde der Transistor OC 881 mit einer Grenzfrequenz $f_{\beta 1} > 20$ MHz für Vor- und Mischstufen im KW-Bereich, der Transistor OC 882 mit $f_{\beta 1} > 30$ MHz als ZF-Verstärker bei 10,7 MHz und der Transistor OC 883 mit $f_{\beta 1} > 60$ MHz für HF-Verstärker und Mischstufen bis 100 MHz vorgesehen.

Die im folgenden genannten Transistorvierpolgrößen sind als vorläufige Kenndaten aufzufassen. Die endgültigen Kenndaten werden vom Hersteller noch festgelegt.

Transistorkenngrößen

Die für die hochfrequente Verstärkung wichtigen Kenngrößen werden zweckmäßig nach dem π-Ersatzschaltbild als Leitwertgrößen angegeben. Diese bedeuten:

y_{11} = Eingangsleitwert bei kurzgeschlossenem Ausgang

y_{22} = Ausgangsleitwert bei kurzgeschlossenem Eingang

y_{21} = Kernleitwert vorwärts bei kurzgeschlossenem Ausgang

y_{12} = Kernleitwert rückwärts bei kurzgeschlossenem Eingang

Nach Real- und Imaginärteil getrennt ergibt

$y_{11} = g_{11} + b_{11}$ $\qquad$ $y_{21} = g_{21} + b_{21}$

$y_{22} = g_{22} + b_{22}$ $\qquad$ $y_{12} = g_{12} + b_{12}$

(Darin ist b der Blindleitwert)

Die in den Kenndatenblättern meist angegebenen Werte sind:

Eingangswiderstand $\quad k\,R_e = \frac{1}{g_{11}}$

Eingangskapazität $\quad C_e = \frac{b_{11}}{\omega}$

Innenwiderstand $\quad k\,R_i = \frac{1}{g_{22}}$

Ausgangskapazität $\quad C_a = \frac{b_{22}}{\omega}$

Betrag der Steilheit $\quad S \approx |y_{21}| = \sqrt{g_{21}^2 + b_{21}^2}$

Phasenwinkel $\quad \tan \varphi = \frac{b_{21}}{g_{21}}$

Rückwirkungswiderstand $\quad R_{rü} = \frac{1}{g_{12}}$

Rückwirkungskapazität $\quad C_{rü} = \frac{b_{12}}{\omega}$

In der Tabelle 1 sind die Kenndaten-Mittelwerte des Transistors OC 882 bei dem Arbeitspunkt $U_{CE} = 6$ V, $I_C = 1$ mA in Abhängigkeit von der Frequenz aufgeführt.

Tabelle 1

	Frequenz in MHz					
	6	10	15	20	30	
$k\,R_e$	400	280	230	200	190	in Ω
C_e	120	100	80	65	40	in pF
$k\,R_i$	13	6,5	4	3	2	in kΩ
C_a	9,5	8,5	8	7,5	6,5	in pF
$R_{rü}$	32	16	9	6	3,6	in kΩ
$C_{rü}$	4,6	4,2	3,8	3,4	2,8	in pF
S	26	23	20	16	12	in mS
φ	20	30	45	56	77	in Grad

Basiswiderstand $\quad r_B = 41\ \Omega$
Grenzfrequenz $\quad f_{\beta 1} = 42{,}5$ MHz
Rauschfaktor bei f = 30 MHz $\quad F = 13$ dB

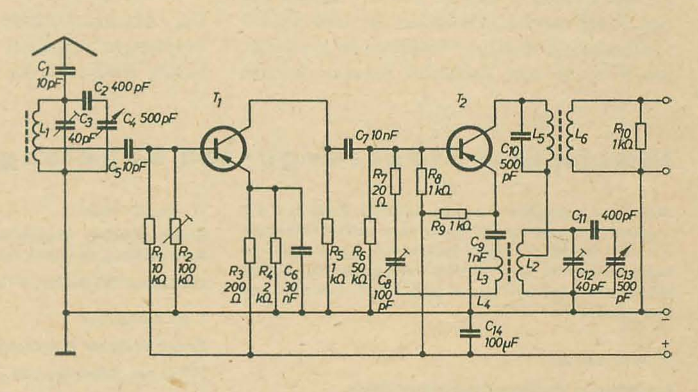


Bild 1: Gesamtschaltbild der Kurzwellen-Vor- und Mischstufe

Vorstufe

Die starken Feldstärkeschwankungen im Kurzwellenbereich erfordern eine wirkungsvolle Regelung im Eingang des Empfängers. Die Mischstufe selbst kann nicht geregelt werden, da bei einsetzender Regelung durch die Verringerung des Emitterstromes die Oszillatorschwingungen aussetzen können. Man wird deshalb eine geregelte Vorstufe vorsehen, die auch die Empfindlichkeit erhöht und das Signal/Rauschverhältnis verbessert.

Die Schaltung (Bild 1) wurde für einen Frequenzbereich von 5,8 ··· 15 MHz nach den üblichen Gesichtspunkten bemessen. Die Antenne ist über einen kleinen Kondensator C_1 an den Hochpunkt des Eingangskreises angekoppelt. Der Kreis enthält die üblichen Reihen- und Parallelkondensatoren zur Überstreichung des gewählten Frequenzbandes. Der Arbeitspunkt des Vorstufentransistors wird durch den Basisspannungsteiler mit $I_C = 0{,}7$ mA eingestellt.

Zur Anpassung an den niedrigen Eingangswiderstand des Transistors führt man die Basis über einen Koppelkondensator an eine Anzapfung der Schwingkreisspule. Für die Berechnung des Übersetzungsverhältnisses ist die Größe des Ersatzwiderstandes des Kreises

$$R_o = Q_o \cdot \omega L$$

von Bedeutung.

Mit Q_o der Leerlaufgüte des Eingangskreises (= 110),
L der Kreisinduktivität von 4,7 μH und
f der mittleren Empfangsfrequenz von 10,4 MHz

erhält man den Ersatzwiderstand zu

$$R_o = 33{,}8\ \text{k}\Omega$$

Das Übersetzungsverhältnis von der Kreisspule zur Koppelspule ist mit dem Transistoreingangswiderstand $R_e = 280\ \Omega$ (siehe Tabelle 1)

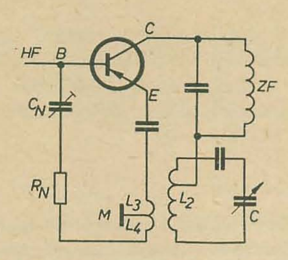


Bild 2: Selbstschwingende Mischstufe, Prinzipschaltung

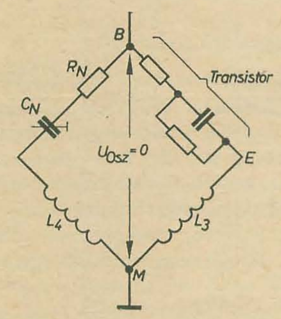


Bild 3: Oszillatorbrücke

$$ü = \sqrt{\frac{R_e}{R_o}}$$

$$ü = 0{,}091$$

Damit ist die Leistungsanpassung gewährleistet, wobei allerdings die Kreisgüte auf den halben Wert der Leerlaufgüte Q_o abfällt. Diese Betriebsgüte Q_B des belasteten Kreises ist für die Spiegelselektion maßgebend entsprechend der Beziehung

$$S = \frac{U_e}{U_s} = \sqrt{1 + Q_B^2 \cdot V^2}$$

Darin bedeuten:

S die Spiegelselektion
U_e die Signalspannung bei der Empfangsfrequenz
U_s die Signalspannung bei der Spiegelfrequenz
V die normierte Verstimmung $\frac{f_s}{f_e} - \frac{f_e}{f_s}$

Da die Spiegelfrequenz $f_s = f_e + 2f_z$ in den Empfangsbereich fällt, empfiehlt sich also zur Erhöhung der Spiegelfrequenzsicherheit, die Leerlaufgüte des Eingangskreises möglichst hoch zu wählen.

Die Vorstufe ist aperiodisch mit der Mischstufe gekoppelt. Das ergibt bei Empfängern mit mehreren Bereichen eine einfache Bandumschaltung.

Der Kollektorarbeitswiderstand R_c besteht aus der Parallelschaltung des Kollektorwiderstandes R_5, der Spannungsteilerwiderstände R_6, R_8 und des Eingangswiderstandes des Mischtransistors T_2. Dazu kommt noch der Widerstandsanteil der Oszillatorbrücke.

Spannungsverstärkung der Vorstufe

Bezeichnet S die Steilheit des Transistors im gewählten Arbeitspunkt, Z den Übertragungswiderstand, so ergibt sich die Spannungsverstärkung der Vorstufe zu

$$V_u = S \cdot Z$$

Bei der Frequenz f = 10 MHz und dem Kollektorstrom $I_C = 0{,}7$ mA beträgt S = 17 mS. Der Übertragungswiderstand Z ist als Parallelschaltung des wirksamen Kollektorarbeitswiderstandes $R_c' \approx R_6 \parallel R_{8p} \parallel R_e \approx 180\ \Omega$ und des Transistorinnenwiderstandes k R_i aufzufassen. Im vorliegenden Falle ist k R_i = 6,5 kΩ (bei f = 10 MHz), kann also gegen $R_c' = 180\ \Omega$ in der Parallelschaltung vernachlässigt werden. Somit wird die Spannungsverstärkung mit Z = 180

$$V_u \approx 3$$

Selbstschwingende Mischstufe

Die Mischstufe schwingt mit dem Transistor T_2 in Basisschaltung, während sie für die Empfangsfrequenz in Emitterschaltung betrieben wird. Die Oszillatorfrequenz liegt nach $f_o = f_e + f_z$ um die Zwischenfrequenz höher als die Empfangsfrequenz. Die Prinzipschaltung zeigt Bild 2. Oszillatorkreis und Zwischenfrequenzkreis liegen in Reihe am Kollektor des Mischtransistors. Die Anzapfung an der Oszillatorspule soll verhindern, daß die am Ausgang des Transistors erscheinenden Kapazitäten mit ihrem vollen Betrag in die Kreiskapazität des Oszillatorkreises eingehen und so eine unerwünschte Einengung des Frequenzbereiches verursachen.

Oszillatorbrücke

Die Basis des Mischtransistors muß für die Oszillatorfrequenz Massepotential haben, d. h. sie darf keine Oszillatorspannung führen. Diese Forderung wird durch Anwendung einer Brückenschaltung nach Bild 3 erfüllt.

Die Brücke besteht aus den beiden Spulen L_3 und L_4, die mit dem Schwingkreis L_2, C gekoppelt sind und entgegengesetzten Windungssinn aufweisen, wobei L_3 die Rückkopplungsspule darstellt; weiter aus dem Neutralisationsglied R_N, C_N. Ein Brückenzweig stellt die Ersatzschaltung der Basis-Emitterstrecke des Transistors dar.

Bei Brückenabgleich (durch C_N einstellbar) wird die Spannung in der Brückendiagonale M — B, das ist die Oszillatorspannung an der Basis, gleich Null.

Neben dem stabilen Durchschwingen des Oszillators bewirkt die Anwendung der Oszillatorbrücke noch eine Entkopplung zwischen Vor- und Mischstufe. Die bei der Regelung des Vorstufentransistors sich ändernden Blindleitwerte können sonst eine von der Feldstärke des einfallenden Senders abhängige Änderung der Oszillatorfrequenz verursachen.

Mischverstärkung

Der Leerlauf-Ersatzwiderstand des Zwischenfrequenzkreises ergibt sich zu

$$R_o = Q_o \frac{1}{\omega C}$$

Mit Q_o der Leerlaufgüte des ZF-Kreises (= 120) und
C der Kreiskapazität von 500 pF

wird

$$R_o = 80\ \text{k}\Omega$$

Der parallel zu R_o liegende Innenwiderstand des Mischtransistors $R_{ic} = 300\ \text{k}\Omega$ ist wesentlich größer. Der Kollektor kann also direkt an den Hochpunkt des ZF-Kreises angeschlossen werden.

Für die Leistungsanpassung an den Eingang der nachfolgenden ZF-Stufe mit $R_e = 1{,}2$ kΩ ist ein Übersetzungsverhältnis von

$$ü = \sqrt{\frac{R_o}{R_e}} = 8{,}2$$

erforderlich.

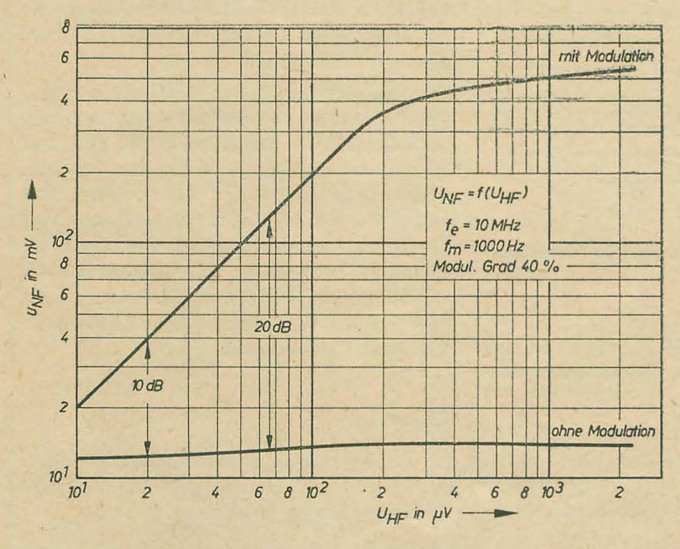


Bild 4: Signal- und Rauschspannung in Abhängigkeit von der Eingangsspannung

Tabelle 2

Bezeichnung	Benennung	Windungen	Draht	Kern
L_1	Vorkreis	2 + 16	0,35 CuLS	M 8
L_2	Oszillator	12 + 4	0,35 CuLS	M 8
L_3	Rückkopplung	1,5 } bifilar	0,2 CuLS	M 8
L_4	Brücke	1,5 } auf L_2	0,2 CuLS	M 8
L_5	ZF	180	10 × 0,05 Litze	M 5
L_6	Ankopplung	11	10 × 0,05 Litze	M 5

Tabelle 3

Empfangsfrequenz f_e in MHz	Eingangsspannung in µV beim Rauschabstand 10 dB	20 dB	Spiegelselektion S
6	25	80	1 : 20 ≙ 26 dB
10	20	65	1 : 9 ≙ 19 dB
15	30	100	1 : 4 ≙ 12 dB

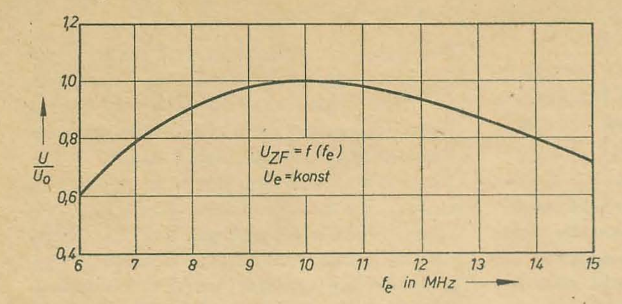


Bild 5: ZF-Ausgangsspannung (normiert) als Funktion der Empfangsfrequenz

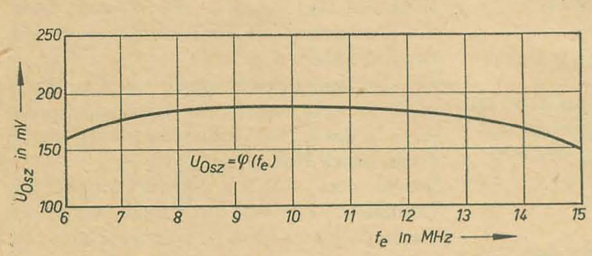


Bild 6: Oszillatorspannung als Funktion der Empfangsfrequenz

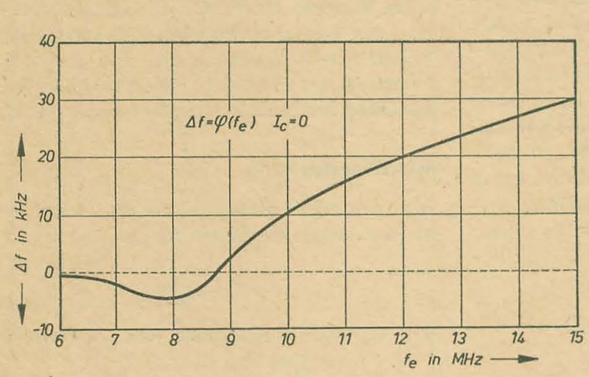


Bild 7: Frequenzverwerfung des Oszillators

Der Resonanzwiderstand des Kollektorkreises beträgt dann bei Anpassung

$$R_{res} = \frac{1}{2} R_o = 40\,\text{k}\Omega$$

Mit einer gemessenen Spannungsverstärkung der Mischstufe von $V_u = 11$ erhält man die effektive Mischsteilheit des Transistors OC 882 in dieser Schaltung zu

$$S_{CA} = \frac{V_u \cdot \ddot{u}}{R_{res} \,||\, R_{1c}}$$

$$S_{CA} = 2{,}6\,\text{mS}$$

Die Mischsteilheit ist stark schaltungsabhängig. Der gegenüber $S_C \approx 2S/\pi$ (Mischsteilheit bei kurzgeschlossenem Ausgang) kleine Wert von S_{CA} ist auf die Gegenkopplung der ZF am Emitterkondensator und auf die Rückmischung und ZF-Rückwirkung zurückzuführen. Tabelle 2 vermittelt die Spulendaten bei der Empfangsfrequenz 5,8 ··· 18 MHz.

Meßergebnisse

Empfindlichkeit

Die für den Rauschabstand von 10 dB und 20 dB erforderliche hochfrequente Eingangsspannung zeigt die Tabelle 3.

Bild 4 zeigt für die Empfangsfrequenz f_e = 10 MHz die niederfrequente Signal- und Rauschspannung nach einem ZF-Verstärker in Abhängigkeit von der Eingangsspannung. Man erkennt, daß für einen Rauschabstand von 10 dB eine Eingangsspannung von 20 µV

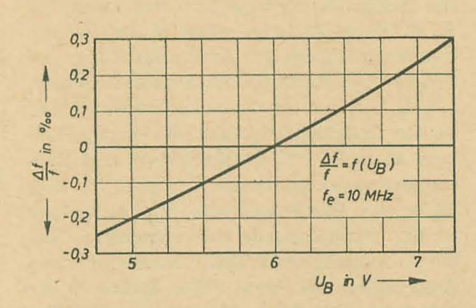


Bild 8: Spannungsabhängigkeit der Oszillatorfrequenz

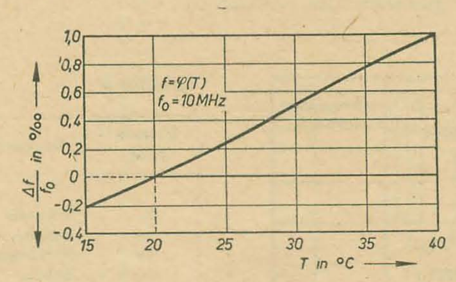


Bild 9: Temperaturabhängigkeit der Oszillatorfrequenz

erforderlich ist. Die ZF-Ausgangsspannung (normiert) als Funktion der Empfangsfrequenz zeigt Bild 5.

Spiegelselektion

Die Spiegelselektion für die Frequenzen 6-10 und 15 MHz ist aus Tabelle 3 zu entnehmen. Mit der Beziehung

$$S = \sqrt{1 + Q_B^2 \cdot V^2}$$

und den Tabellenwerten erhält man bei f_e = 10 MHz eine mittlere Betriebsgüte des Eingangskreises von $Q_B \approx 55$ und infolge der Leistungsanpassung die gemessene Leerlaufgüte von $Q_o = 110$.

9-kHz-Selektion

Die 9-kHz-Selektion ist durch die Bandbreite des Zwischenfrequenzverstärkers bestimmt, da der Eingangskreis eine wesentlich größere Durchlaßbreite besitzt.

Leistungsverstärkung

Als Leistungsverstärkung wird das Verhältnis der ZF-Leistung am 1-kΩ-Abschlußwiderstand R_A zu der dafür notwendigen HF-Eingangsleistung an der Basis des Vorstufentransistors mit R_E = 300 Ω definiert. Die gesamte Spannungsverstärkung wurde bei f_e = 10 MHz mit V_u = 36 gemessen. Damit ergibt sich die Leistungsverstärkung zu

$$V_p = V_u^2 \frac{R_E}{R_A}$$

$$V_p = 390 \mathrel{\widehat{=}} 26\,\text{dB}$$

Oszillator

Bild 6 zeigt den Verlauf der Oszillatorspannung am Emitter über der Empfangsfrequenz. Die Oszillatorspannung beträgt demnach 150 ··· 175 mV mit dem Maximum bei etwa 10 MHz.

Die Frequenzverwerfung des Oszillators bei Regelung der Vorstufe zeigt Bild 7. Die Frequenzänderung nimmt erwartungsgemäß mit der Frequenz zu.

Die Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz von der Batteriespannung ist aus Bild 8 zu ersehen. Beim Abfallen der Batteriespannung von z. B. 7 auf 5 V verringert sich die Frequenz um 0,43 ‰, d. h. bei f_o = 10 MHz um 4,3 kHz.

Die Temperaturabhängigkeit der Oszillatorfrequenz zeigt Bild 9. Im Temperaturintervall von 20 ··· 40 °C nimmt die Frequenz um 1 ‰, d. h. bei f_o = 10 MHz um 10 kHz zu.

Zusammenfassung

Es wurden die grundlegenden Beziehungen für die Dimensionierung von Transistor-KW-Schaltungen dargestellt und der Einsatz des Drifttransistors OC 882 in einer Vor- und Mischstufe untersucht.

Wie die aufgenommenen Meßwerte und Diagramme zeigen, sind die mit einem Versuchsaufbau erzielten Ergebnisse denen eines mit Fremdmustern bestückten Gerätes durchaus vergleichbar. So wurde z. B. mit zwei Transistoren OC 882 bei einem Rauschabstand von 10 dB eine Empfindlichkeit von 20 µV gemessen (f_e = 10 MHz), während ein mit den Fremdmustern OC 614 bestücktes Gerät unter den gleichen Verhältnissen eine Empfindlichkeit von 17 µV aufweist.

Literatur

[1] F. Weitzsch: Flächentransistoren, Eigenschaften und Schaltungstechnik, Springer Verlag Berlin, Heidelberg

[2] Telefunken Röhren- und Halbleitermitteilungen 580339

Dipl.-Ing. ERWIN BURA **38**

OY 120 bis OY 125 Germaniumgleichrichter

Vorläufige Kennwerte, Änderungen vorbehalten

Gleichrichter für mittlere Gleichstromleistungen

Mechanische Werte

Masse ohne Scheibe und Mutter etwa 19 g
Schüttelfestigkeit mindestens 10 g
Stoßfestigkeit mindestens 10 g

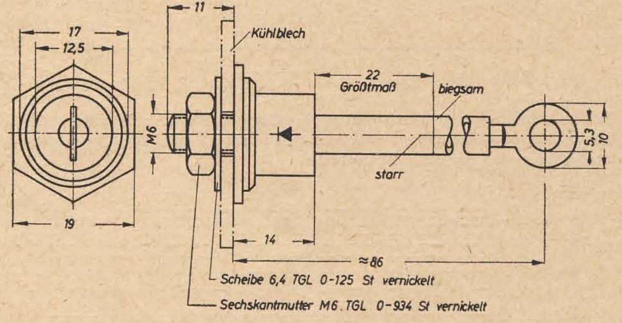


Bild 1: Abmessungen

Elektrische Werte

Nennwerte

Bei Einwegschaltung mit ohmscher Belastung, 35 °C Umgebungstemperatur und vertikalem Aluminium-Kühlblech 150 × 150 × 2 mm³ in ruhender Luft.

	OY 120	OY 121	OY 122	OY 123	OY 124	OY 125
Nenngleichstrom¹) in A	10					
Nennsperrspannung²) in V	12	24	42	60	100	125

¹) Bei einer Umgebungstemperatur über 35 °C erfolgt eine Stromreduzierung nach Bild 4.
Nach Vereinbarung werden gruppierte Gleichrichter geliefert, die bei 20prozentiger Stromreduzierung parallelgeschaltet werden können.
²) Effektive Anschlußwechselspannung. 10% Überlastung zulässig. Bei Belastung mit Gegenspannung darf die Anschlußspannung höchstens die Hälfte der Nennsperrspannung betragen.

Meßwerte

Bei 25 °C—5 grd Oberflächentemperatur

maximale Durchlaßspannung bei 10 A Durchlaßstrom (wg = 0)¹)	in V	0,6
maximaler Sperrstrom bei maximaler Sperrspannung	in mA	2

¹) wg = Welligkeit des Durchlaßstroms

Grenzwerte

Bei 35 °C Umgebungstemperatur

	OY 120	OY 121	OY 122	OY 123	OY 124	OY 125
maximale Sperrspannung in V	20	40	65	100	150	200
maximale Spitzenspannung in V						
maximaler Spitzenstrom periodisch (dauernd) in A	32					

Zerstörungsstrom siehe Bild 5



Bild 2: Mittlere Durchlaßkennlinie a) bei 25 °C; b) bei 75 °C Gehäusetemperatur

Thermische Werte

maximale Sperrschichttemperatur	in °C	75
maximale Gehäusetemperatur[2])	in °C	60
Umgebungstemperatur	in °C	—55 °C ... +70 °C
maximaler innerer Wärmewiderstand	in grd/W	2,2

Zubehör

Gleichrichtersicherung	D-Schmelzeinsatz 15 A/500 V/fllinke Ausführung (VEB Elektroinstallation Sondershausen)		
	OY 123	OY 124	OY 125
maximaler Parallelwiderstand für Reihenschaltung bei Spannungsreduzierung je Gleichrichter auf 80% seiner Nennsperrspannung in kΩ	1,5	1,8	2,2
in W	4	10	10

[2]) Meßstelle am Sockelsechskant

Hinweise für den praktischen Einsatz

Die Definitionen der in den nachfolgenden Ausführungen verwendeten Begriffe der Halbleitertechnik sind in TGL 8094 (Halbleiter/Halbleitergleichrichterdioden/Begriffe) Entwurf September 1962 niedergelegt. Soweit es für das Verständnis der Ausführungen erforderlich ist, werden die Begriffe hier erläutert. Wird auf das vorhergehende Kenndatenblatt Bezug genommen, dem die zur Zeit noch verbindliche frühere Fassung der genannten TGL zugrunde liegt, werden die Unterschiede zum neuen Entwurf besonders herausgestellt.

Die Einkristall-Gleichrichterbauelemente sind schon soweit eingeführt, daß sich allgemeine Bemerkungen erübrigen. Es sollen darum nur Erläuterungen zu den Kenndaten der Germaniumgleichrichterdiode OY 120 bis OY 125 und einige Hinweise gegeben werden, die beim Einsatz dieser Diode bzw. Zelle zu beachten sind. Unter ,,Gleichrichterzelle“ versteht man das Bauelement ohne Kühleinrichtung, während das Bauelement mit der vom Hersteller angegebenen ,,Nenn“-Kühleinrichtung als ,,Gleichrichterdiode“ bezeichnet wird.

Wird fortgesetzt

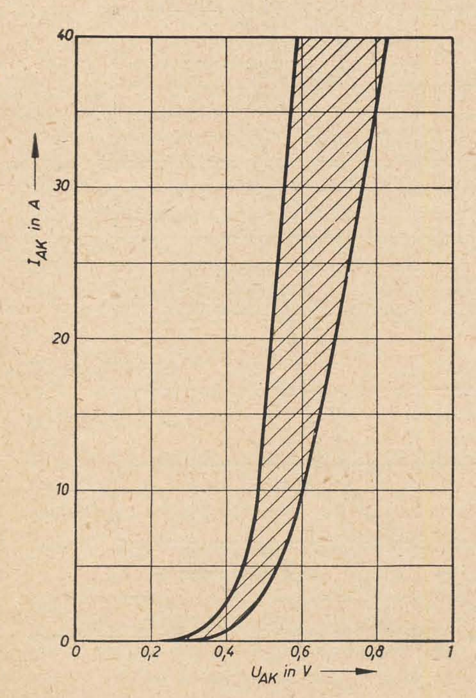


Bild 3: Streubereich der Durchlaßkennlinien bei 25 °C Gehäusetemperatur

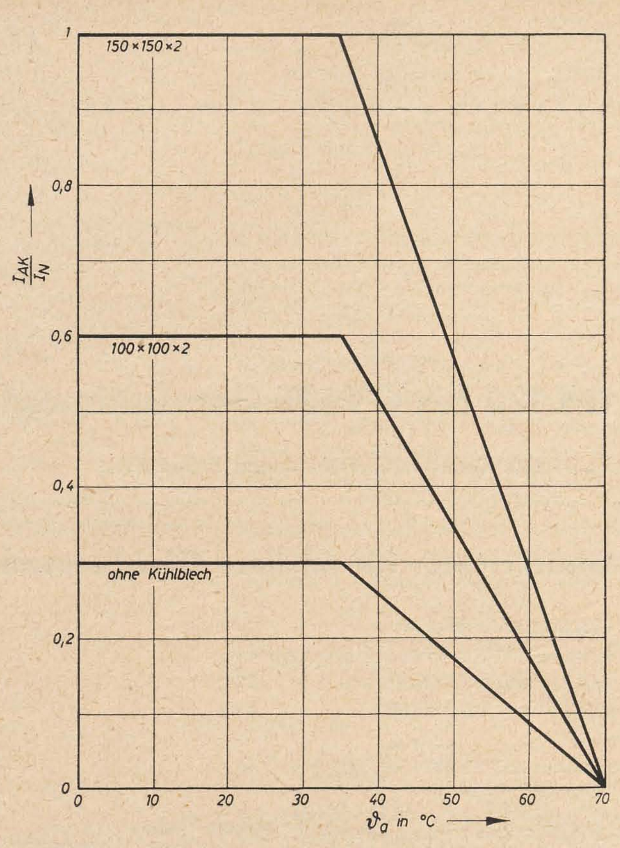


Bild 4: Abhängigkeit des maximal zulässigen Durchlaßstromes (zeitlicher linearer Mittelwert bei Sinushalbwellen) von der Umgebungstemperatur und der Kühlblechgröße

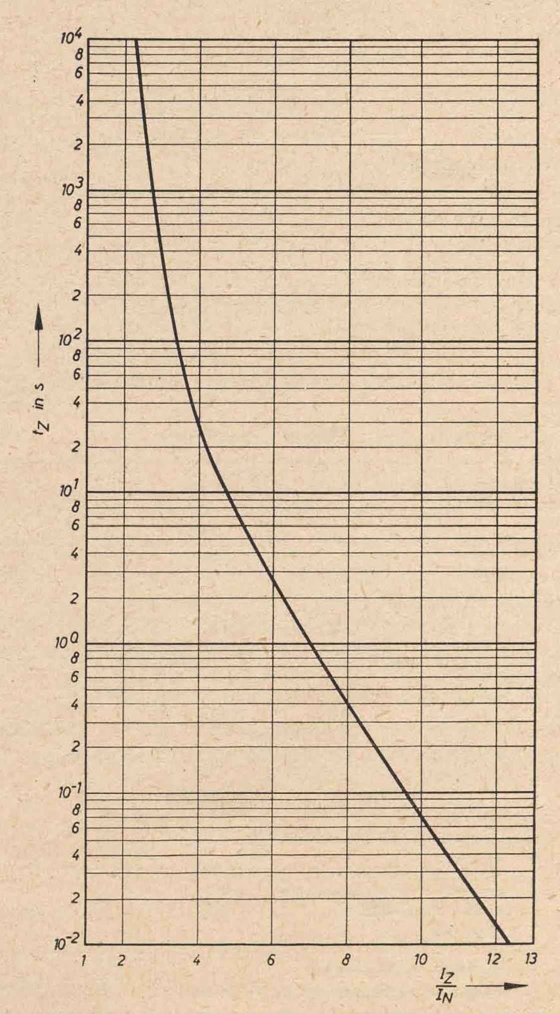


Bild 5: Zerstörungskennlinie (I_Z = Zerstörungsstrom; I_N = Nenngleichstrom)

DIE TUNNELDIODE (1)

HANS-JOACHIM LOSSACK

VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin-Oberschöneweide

Ersatzschaltbilder und Ortskurven

Für die Dimensionierung von Schaltungen mit Tunneldioden ist die Kenntnis der Elemente der Ersatzschaltung eine notwendige Voraussetzung. Nachfolgend werden Signalersatzschaltbilder von Tunneldioden bei kleiner Aussteuerung erläutert und die Konstruktion einer zweckmäßigen Form der Ortskurve der Tunneldiodenimpedanz angegeben. In einem folgenden Beitrag werden die Parameter des Ersatzschaltbildes erläutert und deren Messung behandelt.

Ersatzschaltbilder der Tunneldiode

Gemischte Schaltung der Ersatzelemente

In Tabelle 1 sind die Werte der Ersatzgrößen einiger Tunneldioden angegeben. Bild 1 zeigt hierzu die Kennlinie der Tunneldiode.

Erfolgt die Aussteuerung der Tunneldiode mit einer Wechselgröße kleiner Amplitude, so gilt für sie das Ersatzschaltbild nach Bild 2. Es besteht aus der Parallelschaltung eines negativen Widerstandes $-|R_N|$ mit der Sperrschichtkapazität C_o, zu der der Verlustwiderstand R_o und die Induktivität L_o in Reihe geschaltet sind.

Für die Schaltung nach Bild 2 erhält man die Impedanz

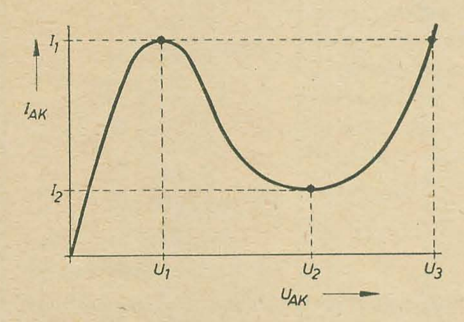


Bild 1: Kennlinie einer Tunneldiode im Durchlaßbereich

$$\mathfrak{Z}_{TD} = (-|R_N|) \,\|\, \frac{1}{j\omega C_o} + R_o + j\omega L_o$$

$$\mathfrak{Z}_{TD} = R_o - \frac{|R_N|}{1 + (\omega C_o |R_N|)^2} + j\left[\omega L_o - \frac{\omega C_o |R_N|^2}{1 + (\omega C_o |R_N|)^2}\right] \quad (1)$$

Reihenschaltung der Ersatzelemente

Im Bild 3 ist eine Darstellung des Ersatzschaltbildes angegeben, die sich besonders für Stabilitätsbetrachtungen von Tunneldiodenkreisen eignet. Mit den bekannten Beziehungen für die Umwandlung von komplexen Parallelschaltungen in äquivalente komplexe Reihenschaltungen erhält man mit den Elementen der Ersatzschaltung nach Bild 2 für die Elemente $|R_N'|$ und C_o' der Ersatzschaltung nach Bild 3 die Beziehungen

$$|R_N'| = \frac{|R_N|}{1 + (\omega C_o |R_N|)^2} \quad (2)$$

$$C_o' = C_o \left[1 + \frac{1}{(\omega C_o |R_N|)^2}\right] \quad (3)$$

Für die Impedanz der Schaltung im Bild 3 erhält man somit

$$\mathfrak{Z}_{TD} = R_o - |R_N'| + j\left(\omega L_o - \frac{1}{\omega C_o'}\right) \quad (4)$$

Mit den Gleichungen (2) und (3) geht Gleichung (4) wieder in die Gleichung (1) über.

Parallelschaltung der Ersatzelemente des vereinfachten Ersatzschaltbildes

Bei einigen Anwendungen der Tunneldiode kann man die Reiheninduktivität L_o vernachlässigen. Man erhält dann aus der Ersatzschaltung nach Bild 2 das vereinfachte Ersatzschaltbild nach Bild 4, für welches sich der Leitwert

$$\mathfrak{Y}_{TD} = (j\omega C_o - |G_N|) \,\|\, G_o$$

$$\mathfrak{Y}_{TD} = \frac{|G_N|^2 G_o - G_o^2 |G_N| + \omega^2 \cdot C_o^2 \cdot G_o}{(G_o - |G_N|)^2 + (\omega C_o)^2} + j \frac{\omega \cdot C_o \cdot G_o^2}{(G_o - |G_N|)^2 + (\omega C_o)^2}$$

$$\mathfrak{Y}_{TD} = -|G_N^*| + j\omega C_o^* \quad (5)$$

ergibt.

Gleichung (5) entspricht einer Schaltung nach Bild 5 mit dem Leitwert

$$|G_N^*| = \frac{G_o^2 |G_N| - |G_N|^2 G_o - \omega^2 \cdot C_o^2 \cdot G_o}{(G_o - |G_N|)^2 + (\omega C_o)^2} \quad (6)$$

und der Kapazität

$$C_o^* = \frac{C_o \cdot G_o^2}{(G_o - |G_N|)^2 + (\omega C_o)^2} \quad (7)$$

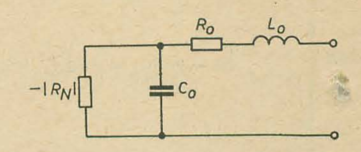


Bild 2: Ersatzschaltbild der gemischten Schaltung

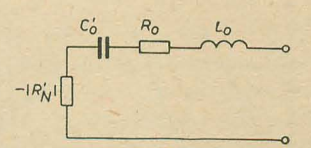


Bild 3: Ersatzschaltbild der Reihenschaltung

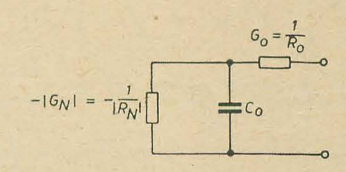


Bild 4: Vereinfachtes Ersatzschaltbild bei $L_o = 0$

Tabelle 1

Typ	Hersteller	U_1 in mV	U_2 in mV	U_3 in mV	I_1 in mA	I_2 in mA	I_1/I_2	$\|R_N\|$ in Ω	C_0 in pF	R_0 in Ω	L_0 in nH	f_g in GHz	f_r in GHz
JK 19 B	SEL	55	290	460	1 ± 0,1	0,15	6	112	10	1,5	> 6	1,2	0,64
JK 20 B	SEL	55	300	480	5 ± 0,5	0,7	7	25	30	1,0	> 6	1,05	0,31
JK 21 B	SEL	55	310	490	15 ± 1,5	1,8	8	20	90	0,4	> 6	0,98	0,2
JK 30 A	SEL	60	320	480	5 ± 0,5	0,7	7	25	30	0,9	> 1	1,1	0,9
JK 60 A	SEL	Paar aus JK 30 A, Toleranzen: $\Delta I_1 = \pm 2{,}5\%$, $\Delta C = \pm 10$ pF											
AE 100	TFK	55	300		1	0,15		100	10	1	5	1,6	0,7
AE 101	TFK	55	300		1	0,15		100	10	1	0,5	1,6	2,25
rot	S	55	250		0,5 ± 0,25		> 5		< 25	< 3	1,2		
gelb	S	55	250		1,0 ± 0,4		> 5		< 50	< 2	1,2		
grün	S	55	250		1,2 ± 0,5		> 4		< 100	< 1,8	1,2		
blau	S	55	250		1,5 ± 0,5		> 4		< 200	< 1,5	1,2		
DT1	CSSR	50	300	400	3	0,5	6						
DT2	CSSR	50	300	400	7,5	1,25	6						
DT3	CSSR	50	300	400	15	2,5	6						

SEL: Standard Elektrik Lorenz TFK: Telefunken S: Siemens

Als Vereinfachung liegt somit eine Parallelschaltung von nur zwei frequenzabhängigen Elementen vor, die besonders bei der Berechnung von Oszillator- und Verstärkerschaltungen Vorteile bringt.

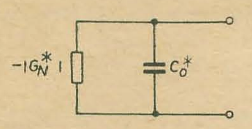


Bild 5: Umgewandelte Ersatzschaltung der Schaltung nach Bild 4

$$\mathfrak{Z}_{TD} = -\frac{|R_N|}{1+(\omega\cdot C_0|R_N|)^2} - j\frac{\omega\cdot C_0\cdot|R_N|^2}{1+(\omega C_0\cdot|R_N|)^2} \qquad (8)$$

und aus Gleichung (4)

$$\mathfrak{Z}_{TD} = -|R_N'| - j\frac{1}{\omega C_0'}. \qquad (9)$$

Diese Gleichungen stellen einen Halbkreis mit dem Durchmesser $-|R_N|$ dar, der im dritten Quadranten verläuft und durch die Punkte (0,0) und $(-|R_N|, 0)$ der komplexen Ebene gegeben ist.

diodenimpedanz bei $R_0 = 0$ und $L_0 = 0$ dargestellt.

Zweckmäßigerweise normiert man die Widerstandswerte mit $|R_N|$ und die Frequenzwerte mit ω_i.

Man erhält dann eine Darstellung nach Bild 7, die den Vorteil besitzt, daß sie für alle Parametergrößen verwendet werden kann.

Die Ortskurve der TD-Impedanz bei $L_0 = 0$

Mit $L_0 = 0$ erhält man aus Gleichung (1)

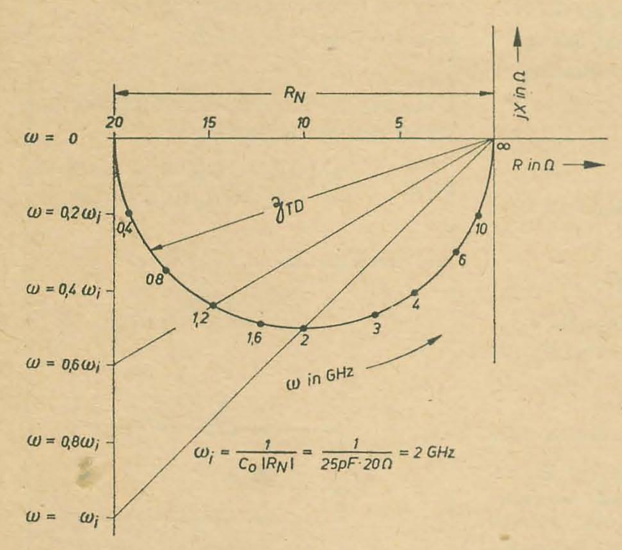


Bild 6: Ortskurve der TD-Impedanz bei $R_0 = 0$, $L_0 = 0$, $R_N = 20\,\Omega$, $C_0 = 25$ pF

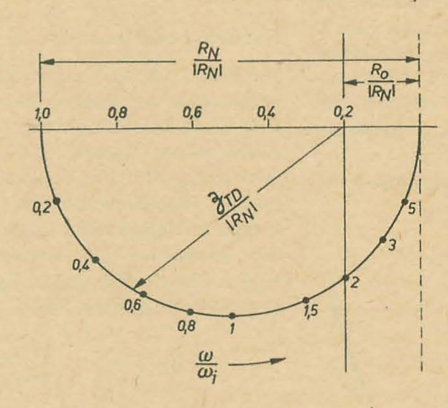


Bild 7: Normierte Darstellung der Ortskurve nach Bild 6

Bild 8: Normierte Ortskurve der TD-Impedanz bei $L_0 = 0$

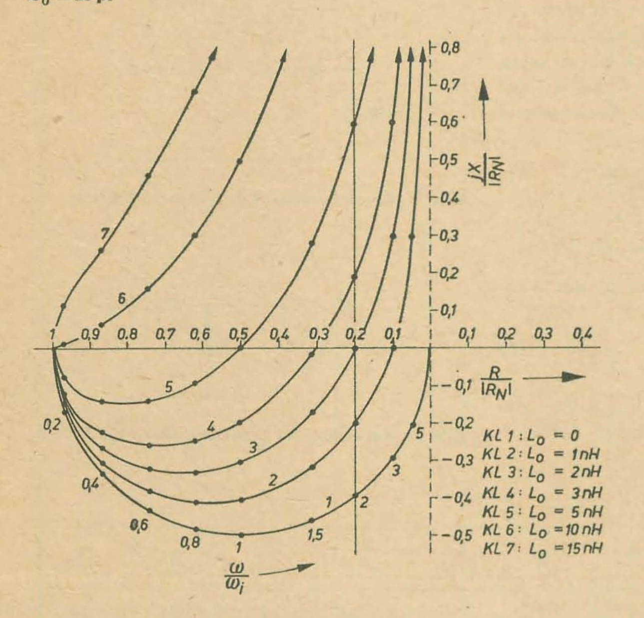


Bild 9: Vollständige normierte TD-Impedanz mit L_0 als Parameter

$$\mathfrak{Z}_{TD} = R_0 - \frac{|R_N|}{1+(\omega C_0|R_N|)^2} - j\frac{\omega C_0|R_N|^2}{1+(\omega C_0|R_N|)^2} \qquad (11)$$

und aus Gleichung (4)

$$\mathfrak{Z}_{TD} = R_0 - |R_N'| - j\frac{1}{\omega C_0'}. \qquad (12)$$

Ortskurven der TD-Impedanz

Um die Frequenzabhängigkeit der Tunneldiodenimpedanz anschaulich darzustellen, ist es immer ratsam, die Ortskurve der verwendeten Tunneldioden aufzuzeichnen.

Zweckmäßig verwendet man eine normierte Darstellung, wie sie nachfolgend beschrieben wird.

Ortskurve der TD-Impedanz bei $R_0 = 0$ und $L_0 = 0$

Mit $R_0 = 0$ und $L_0 = 0$ erhält man aus Gleichung (1)

Die nichtlineare Frequenzteilung wird nach den bekannten Verfahren grafisch ermittelt, wobei man als Bezugsfrequenz die innere Grenzfrequenz der Tunneldiode

$$\omega_1 = \frac{1}{C_0|R_N|}, \qquad (10)$$

die man aus der Bedingung

$$\mathfrak{Re}[\mathfrak{Z}_{TD}] = \mathfrak{Im}[\mathfrak{Z}_{TD}]$$

erhält, wählt.

Im Bild 6 ist die Ortskurve der Tunnel-

Als Ortskurve ergibt sich aus diesen Gleichungen ein Verlauf nach Bild 8.

Praktisch ergibt er sich aus Bild 7, indem die Ortskurve um $R_0/|R_N|$ (bzw. um R_0 bei nichtnormierter Darstellung) nach rechts verschoben wird. Da auch R_0 je nach der verwendeten Tunneldiode variiert, ist es ratsam, in ein festes Achsenkreuz den entsprechenden Wert $R_0/|R_N|$ einzutragen. Zu beachten ist noch, daß zur Ermittlung des Absolutbetrages und der Phase der TD-Impedanz der Schnittpunkt der y-Koordinate mit der variablen x-Koordinate als Nullpunkt zu benutzen ist.

Vollständige Ortskurve der TD-Impedanz

Für die Impedanz gelten hier die angegebenen Gleichungen (1) und (4). Im Bild 9 sind für verschiedene Werte von L_0 einige Ortskurven dargestellt.

Tabelle 2

$\frac{\omega}{\omega_i}$	Strecke der induktiven Komponente in mm
0,2	2
0,4	4
0,6	6
0,8	8
1	10
1,5	15
2	20
3	30
5	50

Diese vollständige Darstellung der TD-Impedanz ist besonders für Betrachtungen der Grenzfrequenz und bei Stabilitätsbetrachtungen von TD-Schaltungen recht nützlich. Hierauf soll jedoch im folgenden Beitrag eingegangen werden.

Zusammenfassung und Beispiel

Als Zusammenfassung der vorliegenden Ausführungen erfolgt nun die praktische Konstruktion einer vollständigen Ortskurve der Tunneldiodenimpedanz (Kennlinie 2 im Bild 9) mit den nachstehenden Parametern der Ersatzschaltbildelemente:

$|R_N| = 20\,\Omega \qquad R_o = \Omega$

$C_o = 25\,\text{pF} \qquad L_o = 1\,\text{nH}$

In den III. Quadranten eines zweckmäßig auf Millimeterpapier gezeichneten Achsenkreuzes trägt man einen Halbkreis mit dem Radius r = 50 mm ein. Nach dem Einzeichnen des normierten Maßstabes (1 ≙ 100 mm) an Abzisse und Ordinate konstruiert man die normierte Frequenzteilung ω/ω_i. Hierbei benutzt man die Tatsache, daß der Quotient, gebildet aus dem normierten Betrag des Imaginärteiles (z. B. 0,4 ≙ 40 mm) und dem normierten Betrag des Realteiles (z. B. 0,2 ≙ 20 mm) der Tunneldiodenimpedanz, gleich dem Wert der normierten Frequenz

$$\frac{\omega}{\omega_i}\left(\text{z. B.}\ \frac{0{,}4}{0{,}2} \triangleq \frac{40\,\text{mm}}{20\,\text{mm}} = 2 = \frac{\omega}{\omega_i}\right)$$

ist.

Arbeitet man oft mit verschiedenen Tunneldioden, so empfiehlt es sich, von der vorliegenden Darstellung (Bild 6) entsprechende Kopien anzufertigen, da diese Grundkonstruktion bei allen Aufgaben vorliegen muß.

Mit den oben angegebenen Werten $|R_N|$ = 20 Ω und C_o = 25 pF erhält man mit Gleichung (9) die Bezugsfrequenz (innere Grenzfrequenz)

$$\omega_i = 2\ \text{GHz}.$$

Im Punkt

$$-\frac{R_o}{|R_N|} = -\frac{4\,\Omega}{20\,\Omega} = -0{,}2$$

zeichnet man die zu benutzende y-Ordinate ein.

Für die Frequenz ω_i berechnet man nun die induktive Komponente zu

$$\omega_i L_o = 2 \cdot 10^9\,\text{Hz} \cdot 1 \cdot 10^{-9}\,\text{H} = 2\,\Omega$$

Mit $|R_N|$ = 20 Ω erhält man für die normierte induktive Komponente bei ω/ω_i = 1 den Wert

$$\frac{\omega_i L_o}{|R_N|} = \frac{2}{20} = 0{,}1\,.$$

der mit dem verwendeten Maßstab einer Strecke von 10 mm entspricht. Für die Frequenzen $\omega < \omega_i$ und $\omega > \omega_i$ rechnet man nur die entsprechenden Strecken um. Bezeichnet man hierbei die Strecke für $\omega/\omega_i = 1$ mit a, so erhält man z. B. die Strecke der normierten induktiven Komponente für $\omega/\omega_i = 2$ mit 2 · a = 2 · 10 mm = 20 mm. In der Tabelle 2 sind die Strecken angegeben, die den normierten induktiven Komponenten entsprechen.

Einiges über Gegentakt-B-Verstärker

In vielen Leseranfragen wurde die Redaktion radio und fernsehen gebeten, etwas Grundsätzliches über Gegentakt-B-Verstärker zu veröffentlichen. Der vorliegende Artikel, in dem auf prinzipielle Probleme der Anwendung von Transistoren in Gegentakt-B-Verstärkern eingegangen wird, soll diesen Wünschen entgegenkommen. Wir möchten jedoch darauf aufmerksam machen, daß in radio und fernsehen bereits zahlreiche Beiträge erschienen sind — allerdings nicht immer unter einer entsprechend hinweisenden Überschrift — die diese Verstärkerart behandelten. Am Schluß des Beitrages wird auf einige Literaturstellen hingewiesen.

Allgemeines

Die Anwendung von Transistoren in der Verstärkertechnik ist deshalb besonders zweckmäßig, weil nur relativ niedrige Betriebsspannungen erforderlich sind und man trotzdem hohe Wirkungsgrade erreicht. Der Einsatz bestimmter Transistortypen in einer gegebenen Schaltung wird vor allem durch die Grenzwerte der Transistoren, wie maximaler Kollektorstrom, Kollektorspannung und Verlustleistung, bestimmt. Während bei der Kleinsignalverstärkung (Eingangsstufenverstärker) das Ersatzschaltbild oder die Vierpolparameter als Berechnungsgrundlage dienen können, ist bei der Großsignalverstärkung (Leistungsverstärkung) das gesamte Kennlinienfeld für die Berechnung zugrunde zu legen.

Leistungsverstärker

Bei Leistungsverstärkern kommt es darauf an, das verstärkte Signal in ein Signal hoher Leistung umzuwandeln. Diese Art Verstärker werden in der Regel am Ausgang eines mehrstufigen Verstärkers als Endverstärker geschaltet und wirken unmittelbar auf den Verbraucher (z. B. Lautsprecher, in dem die elektrische Energie in akustische Energie umgewandelt wird). Transistoren in Leistungsverstärkerstufen arbeiten, wie schon erwähnt, an der Grenze der zulässigen Verlustleistung und werden im allgemeinen mit großen Signalen ausgesteuert. Im Gegensatz zum Kleinsignalbetrieb kann man wegen des nichtlinearen Verlaufs der Transistorkennlinie nicht mehr mit den Vierpolparametern arbeiten, da diese nur für einen kleinen Aussteuerbereich anwendbar sind. In diesem Fall geht man bei der Schaltungsdimensionierung von den statischen Kennlinien des Transistors aus. Der nichtlineare Verlauf dieser Kennlinien hat bei der Aussteuerung des Transistors mit großen Signalen zur Folge, daß das Ausgangssignal in seiner Kurvenform nicht der des Eingangssignals entspricht. Ausgangsstrom und Ausgangsspannung sind stark verzerrt. Die Größe der Verzerrungen wird durch den Klirrfaktor angegeben.

Bei Leistungsverstärkern stehen demnach zwei Bedingungen im Vordergrund:

1. größtmögliche Ausgangswechselleistung und
2. kleinstmöglicher Klirrfaktor.

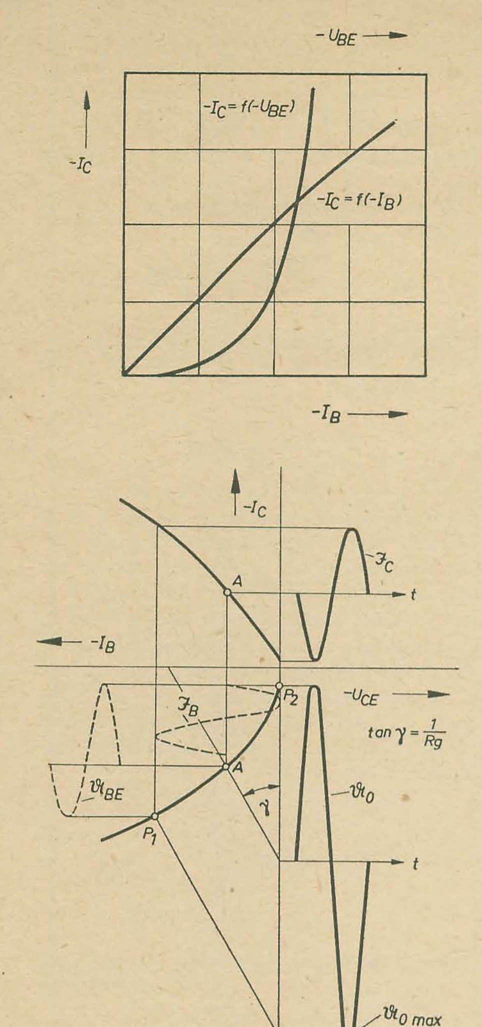
Für die Aussteuerung einer Leistungsstufe gelten die Eingangskennlinien:

$-I_C = f(-I_B)$ Kollektorstrom als Funktion des Basisstromes,

$-I_C = f(-U_{BE})$ Kollektorstrom als Funktion der Basis-Emitterspannung (Steilheitskennlinie)

Stromsteuerung — Spannungssteuerung

Die Steuerung der verwendeten Transistoren ist von großer Wichtigkeit. Abgesehen von den Steuerungsmöglichkeiten an der Basis, am Kollektor oder Emitter ist die Steuerung vor allem ein Anpassungsproblem, da der Transistor im Gegensatz zur Elektronenröhre einen viel kleineren Eingangswiderstand besitzt. Die Dimensionierung einer Transistorschaltung muß daher stets im Zusammenhang mit der Steuerquelle betrachtet werden. Die Verstärkungslinearität und die Stabilität hängen im wesentlichen von der Anpassung ab.



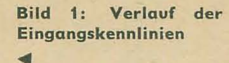


Bild 1: Verlauf der Eingangskennlinien



Bild 2: Kennlinienfeld eines Transistors in Emitterschaltung

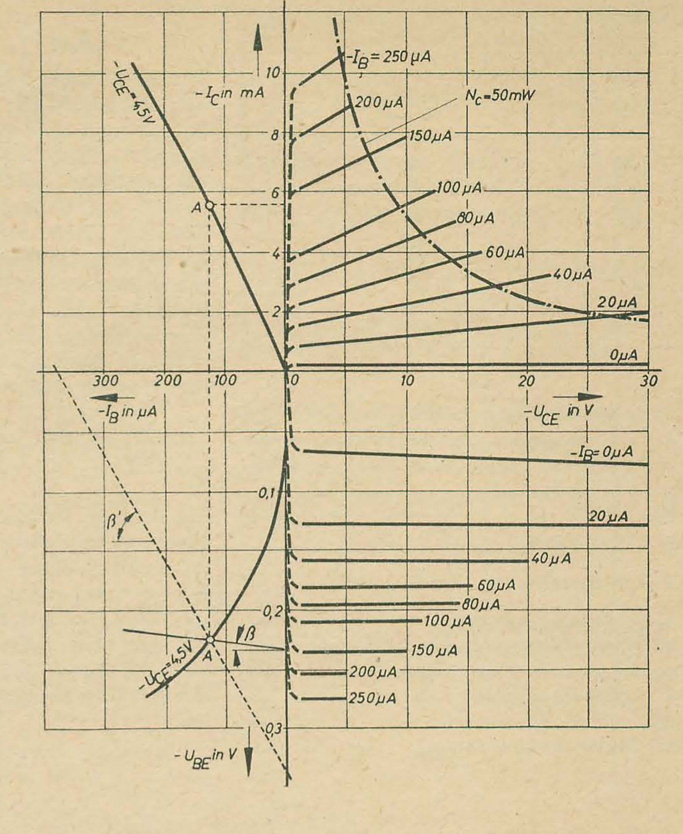


Bild 3: Schematische Darstellung zur Ermittlung des Generatorwiderstandes bei verzerrungsfreier Übertragung

Betrachtet man eine Steuerquelle mit sehr großem sowie eine Steuerquelle mit sehr kleinem inneren Widerstand, so kann man im ersteren Falle von einer Stromquelle und im zweiten Falle von einer Spannungsquelle sprechen. Ist also der Innenwiderstand der Steuerquelle R_g groß gegen den Eingangswiderstand des gesteuerten Transistors ($R_g > R_e$), wird dieser vorwiegend nach der Kennlinie $-I_C = f(-I_B)$ ausgesteuert, und man spricht hier von einer Stromsteuerung. Im anderen Falle, also wenn $R_g < R_e$, gilt in erster Linie die Steilheitskennlinie $-I_C = f(-U_{BE})$ für die Aussteuerung, und es liegt dann die sogenannte Spannungssteuerung vor. Der Transistor wird also strom- bzw. spannungsgesteuert.

Wann wird nun eine Strom- oder eine Spannungssteuerung in einer Leistungsendstufe angewendet, und was versteht man in der Praxis darunter?

Stromsteuerung der Endstufe liegt dann vor, wenn der Ausgangswiderstand der Treiberstufe sehr groß gegen den Eingangswiderstand der Endstufe ist. Der von der Treiberstufe an die Endstufe gelieferte Strom ist dann unabhängig von Änderungen des Eingangswiderstandes. Die Treiberstufe stellt in diesem Falle eine nahezu ideale Stromquelle dar.

Spannungssteuerung der Endstufe liegt dann vor, wenn der Ausgangswiderstand der Treiberstufe sehr klein gegen den Eingangswiderstand der Endstufe ist. Die von der Treiberstufe gelieferte Spannung ist dann unabhängig von Änderungen des Eingangswiderstandes. Die Treiberstufe stellt in diesem Falle eine nahezu ideale Spannungsquelle dar.

Bei der Wahl des Arbeitspunktes einer Verstärkerstufe mit Hilfe des Kennlinienfeldes bei der Betriebsspannung und dem günstigsten Arbeitswiderstand ist zu beachten, daß der Transistor in den Vorstufen wie in den Endstufen als Leistungsverstärker arbeitet. Bild 1 zeigt die im Grenzfall vorkommenden Eingangskennlinien. Je nach dem Innenwiderstand der Steuerquelle wird der Transistor mehr entsprechend der einen oder anderen Kennlinie ausgesteuert.

Bei Stromsteuerung interessiert die Kennlinie $-I_C = f(-I_B)$, die eine annähernde Linearität aufweist. Man wendet heute aus diesem Grund fast ausschließlich die Stromsteuerung an. Den erforderlichen hohen Ausgangswiderstand der Treiberstufe erhält man durch Anwendung der Emitterstufe.

Bei der Spannungssteuerung interessiert die Kennlinie $-I_C = f(-U_{BE})$. Diese ist nur für große Kollektorströme annähernd linear. Wie aus dem Bild 1 ersichtlich ist, weist die Kennlinie bei kleinen Kollektorströmen einen exponentiellen Verlauf auf, der zu starken Verzerrungen führen würde. Den für die Spannungssteuerung erforderlichen niedrigen Ausgangswiderstand der Treiberstufe erhält man durch Anwenden einer Kollektorschaltung.

Zur Veranschaulichung ist im Bild 2 das Kennlinienfeld eines Transistors in Emitterschaltung dargestellt. Die im dritten Quadranten liegende Kurve kennzeichnet die Eingangscharakteristik des Transistors. Bei Anlegen einer Wechselspannung an den Transistoreingang läßt sich die dynamische Widerstandsgerade $\tan \beta = R_g$ einzeichnen. Der Winkel β wird nun je nach Größe des Generatorwiderstandes R_g größer oder kleiner. Die ausgezogene Widerstandsgerade β entspricht einem kleinen Generatorwiderstand (Spannungssteuerung), während die gestrichelt gezeichnete Widerstandsgerade β' einen großen Generatorwiderstand kennzeichnet (Stromsteuerung). Die Widerstandsgerade wird im Rhythmus der Wechselspannung bzw. des Wechselstromes um den Arbeitspunkt A verschoben. Bei sehr kleinen Generatorwiderständen verläuft die Widerstandsgerade fast parallel zur Abszissenachse, der Transistor wird also von der $-U_{BE}$-Achse gesteuert. Bei sehr großen Generatorwiderständen verläuft die Widerstandsgerade fast senkrecht; sie verschiebt sich im Rhythmus des Generatorsteuerstromes um den Arbeitspunkt. Der Transistor wird dabei von der $-I_B$-Achse gesteuert.

In der Praxis werden selbstverständlich zwischen den beiden Extremfällen liegende Steuerungsarten vorkommen. Man wird jedoch, wie bereits erwähnt, stets bestrebt sein, mit möglichst großen Generatorwiderständen zu arbeiten. Zwischen den beiden Extremwerten $R_g = 0$ und $R_g \to \infty$ muß es jedoch einen endlichen Widerstand R_g geben, bei dem eine Kompensation der Verzerrungen durch die Kennlinie im zweiten Quadranten eintritt.

Bild 3 zeigt ein rückläufiges, grafisches Verfahren für die Ermittlung von R_g, bei dem eine nahezu verzerrungsfreie Übertragung in den Ausgangskreis stattfindet. Geht man vom gewählten Arbeitspunkt A und vom sinusförmig verlaufenden Kollektorstrom $\mathfrak{J}_C$ aus, so ergibt sich der zeitliche Verlauf des Basisstromes $\mathfrak{J}_B$. Die Eingangskennlinie wird zwischen den beiden Punkten P_1 und P_2 ausgesteuert, woraus sich der zeitliche Verlauf der Basis-Emitterspannung $\mathfrak{U}_{BE}$ ergibt. Der im Eingangskreis fließende Wechselstrom ver-

ursacht an R_g einen Spannungsabfall, der zusammen mit $\mathfrak{U}_{BE}$ die erforderliche Generatorspannung $\mathfrak{U}_0$ ergibt. Die Steigung, die durch den Arbeitspunkt A geht, gibt die Größe des erforderlichen Generatorwiderstandes

$$R_g = \frac{1}{\tan \gamma}$$

an, bei welchen die beiden Amplitudenwerte von $\mathfrak{U}_0$ gleich groß sind. Auf diese Weise findet man einen günstigen Generatorwiderstand, bei welchem die Verzerrung ein Minimum annimmt.

Die prinzipielle Wirkungsweise von Gegentakt-B-Verstärkern

Beim B-Verstärker liegt der Arbeitspunkt A bei $I_C \approx 0$ bzw. bei sehr kleinen Kollektorruheströmen, so daß die Kollektorspannung etwa gleich der Batteriespannung ist. Im Kennlinienfeld Bild 4 ist die Arbeitsgerade R_L für einen phasenreinen Widerstand eingezeichnet. Da immer längs dieser Geraden R_L ausgesteuert wird, kann nur eine Halbwelle des Signals verstärkt werden, während die andere unterdrückt wird. Dies bedeutet aber, daß der Transistor jeweils nur während einer halben Periode arbeitet, weshalb eine Gegentaktschaltung, bestehend aus zwei „gleichen" Transistoren (Transistor-Pärchen) erforderlich ist, in der das ganze Eingangssignal -also beide Halbwellen — verarbeitet werden kann.

Im Bild 5 ist die prinzipielle Schaltung eines Gegentakt-B-Verstärkers dargestellt. Die Transistoren T_1 und T_2 sind so geschaltet, daß ihre Emitter an der Plusspannung und ihre Kollektoren über je eine Wicklungshälfte eines gemeinsamen Ausgangsübertragers $Ü_2$ an der Minusspannung der Stromquelle liegen. Der Ausgang von $Ü_2$ ist mit dem Arbeitswiderstand R_A (z. B. Lautsprecher) abgeschlossen. Der am Eingang der Schaltung angeordnete Eingangsübertrager $Ü_1$, dessen Sekundärwicklung aus zwei gleichen Wicklungshälften besteht, hat die Aufgabe, das Eingangssignal $\mathfrak{U}_e$ den beiden Transistoreingängen zuzuführen. Dem Mittelabgriff M der Sekundärwicklung wird mit Hilfe des Spannungsteilers R_1, R_2 die zur Einstellung des gewünschten Arbeitspunktes erforderliche Basis-Emitter-Gleichspannung $U_{BE1} = U_{BE2}$ zugeführt. In jeden Basiskreis wird dieser Gleichspannung das über $Ü_1$ transformierte Eingangssignal überlagert.

Nach Bild 4 liegt der Arbeitspunkt A im Ausgangskennlinienfeld nahe der Spannungsachse. Im Ruhezustand fließt der kleine Kollektorstrom I_{CA}. Sieht man vom Spannungsabfall des Wicklungswiderstandes der im Kollektorkreis eines Transistors liegenden Wicklung $W_1/_2$ ab, so liegt an beiden Kollektoren praktisch die gesamte Spannung U_B.

$$U_{CEA} = U_{CE1} = U_{CE2} \approx U_B$$

Die Aussteuerung auf der Widerstandsgeraden kann maximal bis zum Punkt B_1 vorgenommen werden. Überträgt man den Arbeitspunkt A in das Eingangskennlinienfeld, so liegt dieser dort praktisch im Ursprung der Kennlinie. Dem Punkt B_1 entspricht hier B_3. Daraus ist zu ersehen, daß die Aussteuerung eines Transistors dieser Gegentaktschaltung mit einer negativen Halbwelle der Eingangsspannung vorgenommen wird. Wie im Bild 4 dargestellt, ist ein solcher Fall mit der Aussteuerung bis zum Punkt B_0 gezeigt. Demnach arbeitet die gesamte Schaltung nur dann zufriedenstellend, wenn man dafür sorgt, daß die Eingänge der Transistoren T_1 und T_2 von jeweils einer Halbwelle des Eingangssignals ausgesteuert werden. Die beiden Spannungen $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{U}_2$, die sich auf den Punkt M beziehen, müssen demzufolge in ihrer Phasenlage um 180° gegeneinander verschoben sein. Diese Phasenverschiebung übernimmt der Eingangsübertrager $Ü_1$.

Bild 6 veranschaulicht den zeitlichen Verlauf der Ströme und Spannungen am Ein- und Ausgang der Gegentaktendstufe. Die Darstellungen a) und b) zeigen die in Gegenphase liegenden Sekundärspannungen $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{U}_2$ der beiden Wicklungshälften des Eingangsübertragers $Ü_1$.

Entsprechend den Darstellungen c) und d) steuern die negativen Halbwellen von $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{U}_2$ die Kollektorströme der beiden Transistoren. Die an jeder Basis wirksame positive Halbwelle verändert den Kollektorstrom nur so geringfügig, daß dieser Vorgang vernachlässigt werden kann. Im Ausgangsübertrager werden durch eine entsprechende Schaltung der primären Wicklungshälften die beiden Kollektorströme $\mathfrak{J}_{C1}$ und $\mathfrak{J}_{C2}$ gewissermaßen zusammengesetzt, so daß am Arbeitswiderstand R_A das vollständige jedoch verstärkte Eingangssignal erscheint.

Die bisherigen Darlegungen bezogen sich immer nur auf die am häufigsten angewendete Emitterschaltung. Selbstverständlich können auch die beiden anderen Schaltungsarten, die Basis- und die Kollektorschaltung angewendet werden. Die Verstärkung dieser beiden Schaltungsarten ist jedoch kleiner als die der Emitterschaltung, so daß sie nur in den Fällen, wo es auf ihre spezifischen Eigenschaften ankommt, eingesetzt werden.

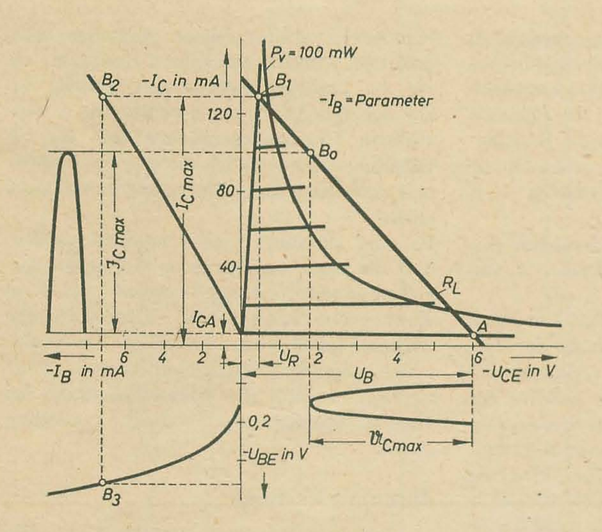


Bild 4: Kennlinienfeld zur Aussteuerung für B-Betrieb

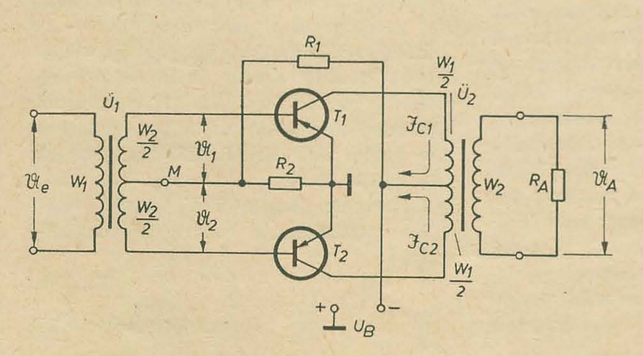
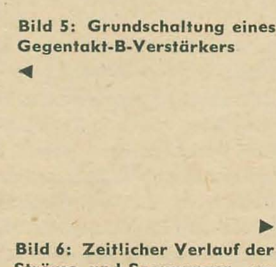


Bild 5: Grundschaltung eines Gegentakt-B-Verstärkers



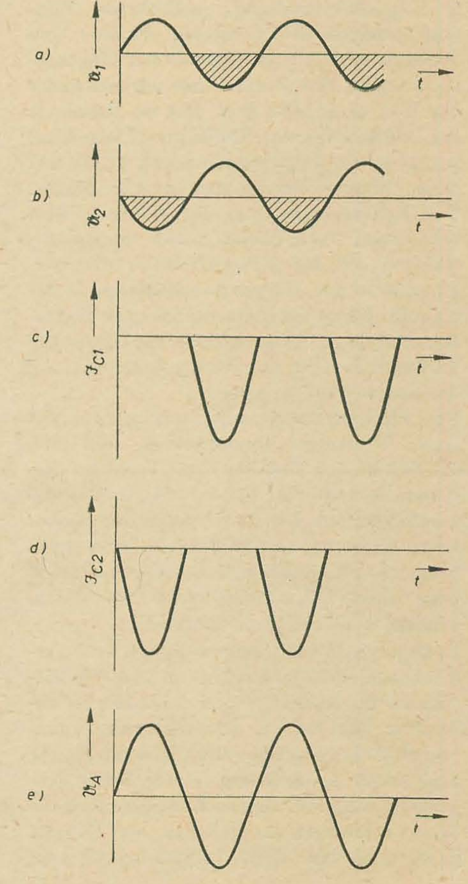


Bild 6: Zeitlicher Verlauf der Ströme und Spannungen am Ein- und Ausgang eines Gegentakt-B-Verstärkers

Schaltungen von Gegentakt-B-Verstärkern

Bild 7 zeigt die Gesamtschaltung eines Gegentakt-B-Verstärkers. Über das 10-kΩ-Potentiometer erfolgt die Regelung des NF-Eingangssignals; zur Entkopplung dient ein Reihenwiderstand von 5 kΩ. Der Treibertransistor ist gleichstrommäßig durch einen Emitterwiderstand von 350 Ω und einen niederohmigen Basisspannungsteiler stabilisiert. Die

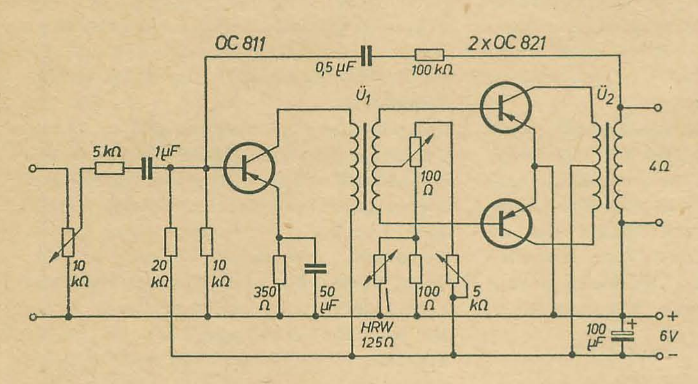


Bild 7: Gesamtschaltung eines Gegentakt-B-Verstärkers mit Treiberstufe

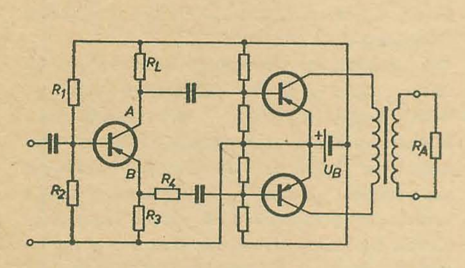


Bild 8: Gegentaktendstufe mit Treibertransistor als Phasenumkehrstufe

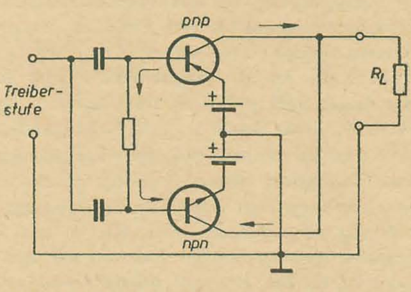


Bild 9: Gegentaktendstufe mit komplementären Transistoren

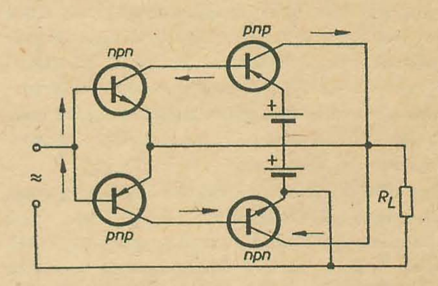


Bild 10: Zweistufiger Gegentaktverstärker mit komplementären Transistoren

in Gegentaktschaltung geschalteten Endstufentransistoren 2 × OC 821 erhalten vom Treibertrafo $Ü_1$ die entsprechenden Eingangsspannungen, die in der Phase gegeneinander um 180° verschoben sind. Der im Basiskreis der Endstufe liegende Heißleiter (Thermistor) besitzt einen Kaltwiderstand von 125 Ω und einen Temperaturkoeffizienten von 3%/°C. Der Kollektorruhestrom der Endstufe wird mit einem 5-kΩ-Potentiometer eingestellt, während das 100-Ω-Potentiometer die Wirkungsweise der Temperaturstabilisierung beeinflußt. Durch die frequenzabhängige Gegenkopplung vom Ausgangstrafo zur Basis der Treiberstufe wird eine starke Linearisierung des Frequenzganges erreicht.

Die Phasendrehung wird gewöhnlich mit einem Übertrager vorgenommen. Will man aus bestimmten Gründen den Übertrager einsparen, so kann eine Phasenumkehrstufe verwendet werden. Die Ankopplung der Gegentaktendstufe an die Treiberstufe kann dabei über eine RC-Kombination erfolgen. Bild 8 zeigt eine Gegentaktendstufe mit einem Transistor als Phasenumkehrstufe.

In dieser Schaltung werden die um 180° verschobenen Teilspannungen an den Widerständen im Kollektor- und Emitterkreis abgegriffen und an die Eingänge der Gegentaktendstufe geführt. Die Steuerspannung sowie auch die Leistung ist für beide Eingänge gleich groß. Demnach müssen auch die Signalspannungen am Kollektor und Emitter gleich groß sein. Diese Teilspannungen sind gleich groß, wenn $R_L = R_3$ ist. Werden R_L und R_3 sehr niederohmig gewählt, so sind auch die Quellwiderstände an den Punkten A und B niederohmig. Werden dagegen hochohmige Widerstände R_L und R_3 gewählt, so müssen die ungleichen Quellwiderstände an den Punkten A und B mittels eines zusätzlichen Widerstandes R_4 korrigiert werden.

Eine andere Möglichkeit, für die es in der Röhrenschaltungstechnik kein Analogon gibt, bietet die Anwendung von Paaren komplementärer Transistoren. Komplementäre Transistoren unterscheiden sich durch die Polarität der an Emitter und Kollektor gegen Basis anzulegenden Gleichspannungen, während sie sich wechselstrommäßig gleichartig verhalten.

Ein Beispiel für eine Gegentaktendstufe mit zwei komplementären Transistoren ist im Bild 9 dargestellt.

Die beiden Transistoren werden hier ohne Ein- und Ausgangsübertrager so aus der Versorgungsstromquelle gespeist, wie es die Pfeile andeuten. Der über den Emitter des pnp-Transistors vom Pluspol der Stromquelle zufließende Strom verzweigt sich im Transistor so, daß nur ein kleiner Teil über die Basis, der größere aber über den Kollektor abfließt. Der aus dem Kollektor austretende Strom wird unmittelbar dem Kollektor des npn-Transistors zugeführt. Hier addiert er sich zu dem Basisstrom des pnp-Transistors und wird dadurch wieder zum Emitterstrom ergänzt, der zum Minuspol der Quelle fließt.

Ein den Eingangsklemmen der Kombination von pnp- und npn-Transistoren zugeführter Steuerwechselstrom schwächt den Basisstrom des pnp-Transistors und verstärkt den Basisstrom des npn-Transistors. Die Kollektor- und Emitterströme beider Transistoren werden dadurch ebenfalls in entgegengesetztem Sinne, aber um den Stromverstärkungsfaktor α vergrößert, geändert. Die Differenz der beiden Kollektorströme fließt über den Lastwiderstand R_L. Eine derartige Schaltung arbeitet als Gegentaktverstärker mit der doppelten Stromverstärkung eines der beiden Transistoren, deren wechselstrommäßige Kenndaten selbstverständlich übereinstimmen müssen. Die Schaltung benötigt außer der in der Mitte geteilten Batterie (evtl. eine Batterie mittels Spannungsteiler überbrückt) sehr wenige Bauelemente, vor allem sind keine Übertrager mehr erforderlich.

Im Bild 10 ist ein zweistufiger Endverstärker mit Gegentaktausgangsstufe und direkt gekoppelter Gegentakttreiberstufe mit Komplementärtransistoren dargestellt. Der Kollektorstrom der Vorstufe ist in dieser Schaltung gleich dem Basisstrom der Ausgangsstufe. Dadurch ist der Innenwiderstand der Vorstufentransistoren bestimmend für die Arbeitspunkte der Endstufe. Der Verstärker arbeitet im B-Betrieb, da der Gegentaktvorstufe keine Vorspannung zugeführt wird. Durch die Verbindung der Kollektoren der Endtransistoren mit den Emittern der Vorstufe ergibt sich eine Gegenkopplung, die die Schaltungsstabilität erhöht. Außerdem wird damit der Ausgangswiderstand verringert, was für die Lautsprecheranpassung günstig ist. Die Schaltung stellt einen vollständigen zweistufigen Gegentaktverstärker dar, der als Schaltelemente lediglich die geteilte Batterie und zwei Paare komplementärer Transistoren enthält.

Es darf allerdings nicht vergessen werden, daß die nach verschiedenen Verfahren hergestellten pnp- und npn-Transistoren in ihren Kennwerten kaum exakt übereinstimmen werden. Selbst nach Aussuchen von zueinander passenden Exemplaren ist noch damit zu rechnen, daß die Übereinstimmung bei Temperaturänderungen nicht erhalten bleibt.

Zusammenfassung

Ausgehend von den Anwendungen des Transistors in der Verstärkertechnik wurden die wesentlichsten Bedingungen, die bei Leistungsverstärkern im Vordergrund stehen, behandelt. Die Strom- bzw. Spannungssteuerung wurde besonders erwähnt, da die Steuerung der Transistoren in Verstärkern von großer Wichtigkeit ist. Nachdem die prinzipielle Wirkungsweise von Gegentakt-B-Verstärkern beschrieben wurde, folgen einige Schaltungen von Gegentaktendstufen.

K. Belter

Fortsetzung auf Seite 213

Die resonanzfähige Doppelleitung

Dipl.-Ing. FRANZ GÜTTLER

Im Rahmen des in radio und fernsehen 4 (1962) veröffentlichten Beitrages „Die Doppelleitung in der Hoch- und Höchstfrequenztechnik" und den damit verbundenen Grundlagen der Höchstfrequenztechnik befaßt sich der nachfolgende Artikel mit den Resonanzerscheinungen bei Doppelleitungen und den sich daraus ergebenden technischen Anwendungsmöglichkeiten.

Einleitung

Ist eine Leitung nicht mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen, wird am Verbraucherwiderstand ein Teil der ankommenden Energie reflektiert. Bedindet sich am Ende der Leitung ein idealer Kurzschluß oder Leerlauf, wird die gesamte Energie reflektiert, und durch die Überlagerung von zum Verbraucher hinlaufender und vom Verbraucher reflektierter Welle entsteht eine stehende Welle. Es wird dann längs der Leitung keine Wirkleistung mehr transportiert, sondern es erfolgt ein Pendeln der in der Welle gespeicherten Energie zwischen elektrischem und magnetischem Feld. Das Maximum des Stromes bzw. der magnetischen Feldstärke ist dabei gegenüber dem Maximum der Spannung bzw. der elektrischen Feldstärke zeitlich um eine viertel Periode verschoben. Man hat es unter diesen idealisierenden Bedingungen also mit einem reinen Blindleistungstransport zu tun.

Mit dem Auftreten einer stehenden Welle auf der Leitung ist die Erscheinung von Spannungsbäuchen und Spannungsknoten verbunden. In diesen Punkten tritt kein Blindleistungsübergang auf, d. h. die in der stehenden Welle gespeicherte Energie zwischen Spannungsbauch und Spannungsknoten bleibt konstant. Dieses Verhalten ist aber charakteristisch für einen Resonanzkreis, und es überrascht daher nicht, daß man für die resonanzfähigen Leitungsstücke ganz ähnliche Ersatzschaltbilder findet, wir für Resonanzkreise, die aus konzentrierten Schaltungselementen aufgebaut sind.

Praktische Bedeutung haben die Leitungsresonatoren in den Frequenzgebieten, in denen man Resonanzkreise aus konzentrierten Schaltelementen (Spule und Kondensator) entweder technisch überhaupt nicht oder nicht mit der nötigen Kreisgüte bzw. dem nötigen Resonanzwiderstand oder nicht mehr abstrahlungsfrei realisieren kann. Die Grenze wird im allgemeinen mit 300 MHz angegeben. Trotzdem erfordern verschiedene Anwendungen bereits im UKW-Gebiet Leitungskreise, während man zuweilen auch Schaltungen bis 800 MHz mit konzentrierten Schaltelementen aufbaut.

Im folgenden soll das Verhalten von resonanzfähigen Leitungsstücken näher untersucht werden, wobei besonderer Wert auf die physikalisch-mathematische Deutung der Erscheinungen und Kenngrößen gelegt wird, die für den praktischen Entwurf derartiger Resonatoren von Interesse sind.

Eingangswiderstand der kurzen Doppelleitung

In [4] wurde für den Eingangswiderstand einer Leitung der Länge z und dem Wellenwiderstand Z, die mit $\mathfrak{R}(o)$ abgeschlossen ist folgender Ausdruck gefunden:

$$\mathfrak{R}(z) = \frac{\mathfrak{R}(o) + j\,Z\tan\beta z}{1 + j\,\dfrac{\mathfrak{R}(o)}{Z}\tan\beta z} \qquad (1)$$

Damit eine reine stehende Welle entstehen kann, muß am Abschluß eine totale Reflexion der hinlaufenden Welle erfolgen, $\mathfrak{R}(o)$ muß demzufolge ein idealer Kurzschluß oder ein idealer Leerlauf sein. Für $\mathfrak{R}(o) = 0$ erhält man den Eingangswiderstand der kurzgeschlossenen Leitung aus Gleichung (1) zu

$$\mathfrak{R}_k = j\,Z\tan\beta z \qquad (2)$$

und für $\mathfrak{R}(o) = \infty$ folgt ebenfalls aus Gleichung (1) der Eingangswiderstand der leerlaufenden Leitung:

$$\mathfrak{R}_l = -j\,Z\cot\beta z \qquad (3)$$

In den Gleichungen (1) bis (3) ist die Phasenkonstante β

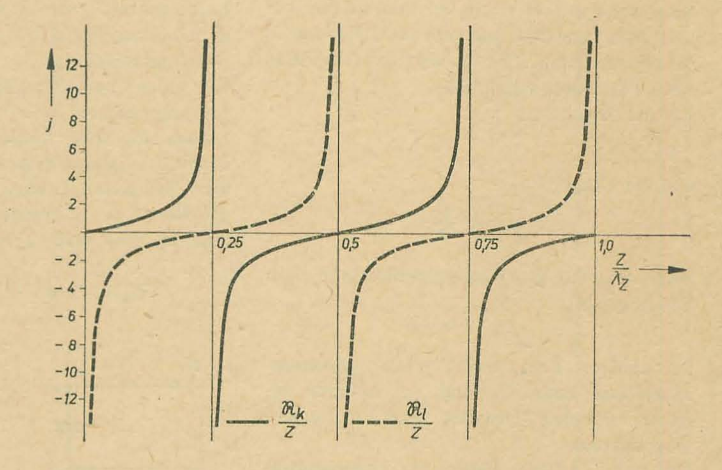


Bild 1: Eingangswiderstand der kurzgeschlossenen ($\mathfrak{R}_k$) und leerlaufenden ($\mathfrak{R}_l$) Leitung

Fortsetzung von Seite 212

Literatur

[1] K. Otto und H. Müller: Flächentransistoren; VEB Verlag Technik, Berlin

[2] R. F. Shea: Transistortechnik, VEB Verlag Technik, Berlin

[3] B. Wagner: Elektronische Verstärker, dritte erweiterte Auflage mit Transistortechnik; VEB Verlag Technik, Berlin

[4] J. Dosse: Der Transistor; R. Oldenbourg-Verlag, München

[5] H. J. Fischer: Transistortechnik für den Funkamateur; Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin

[6] Telefunken Laborbuch, Band I

[7] Technische Mitteilungen des IHT, 60 T 6 und 60 T 5

[8] W. Taeger: Die Steuerung von Transistoren; radio und fernsehen 21 (1958) S. 639 und 640

[9] M. Pulvers: Transistortechnik 19, 20, 21, 22, 23; radio und fernsehen 10, 12, 14, 16, 18 (1961)

[10] M. Huneck: Die Dimensionierung von Eintakt-A-Endstufen mit Transistoren, Teil 1; radio und fernsehen 5 (1961) S. 156 bis 161

[11] E. Pohl: Transistorautosuper A 100 „Berlin"; radio und fernsehen 6 (1962) S. 168 bis 172

[12] E. Pohl: AM/FM-Autosuper „Coupé" von Philips; radio und fernsehen 12 (1962) S. 372 bis 374

[13] Transistorkoffersuper „stern 4"; radio und fernsehen 13 (1962) S. 400 bis 402

[14] H. Fränkel: Transferri — ein Transistorempfänger mit 400 mW Ausgangsleistung; radio und fernsehen 24 (1962) S. 776 bis 780

[15] K. Belter: Anwendungsbeispiele mit Thermistoren; radio und fernsehen 6 (1962) S. 177 bis 180

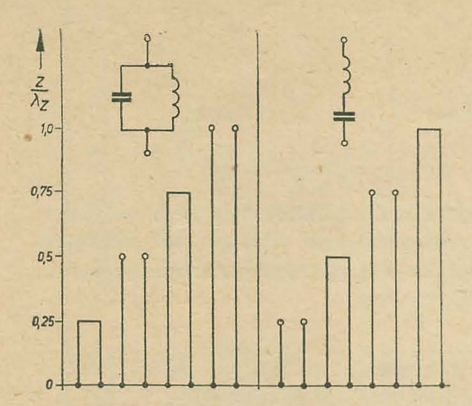


Bild 2: Ersatzschaltbilder der verschiedenen Leitungsresonatoren in der Nähe der Resonanzfrequenz

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_z} = \frac{\omega}{c} \qquad (4)$$

Für die Werte des Argumentes

$$\beta z = (2n - 1) \cdot \frac{\pi}{2} \qquad n = 1, 2, 3 \cdots$$

was einer geometrischen Länge des Leitungsstückes von

$$z = (2n - 1) \cdot \frac{\lambda_z}{4}$$

entspricht, erhält man aus Gleichung (2) für den Eingangswiderstand der kurzgeschlossenen Leitung

$$\mathfrak{R}_k = \infty$$

Bei Frequenzen darunter ist der Eingangswiderstand induktiv und bei Frequenzen darüber ist er kapazitiv, wie man aus Gleichung (2) entnehmen kann. Das ist aber das Verhalten eines Parallelschwingkreises.

Für die Argumente

$$\beta z = n\pi \qquad n = 1, 2, 3 \cdots$$

und die Längen

$$z = n \cdot \frac{\lambda_z}{2}$$

erhält man für den Eingangswiderstand nach Gleichung (2)

$$\mathfrak{R}_k = 0$$

Bei tieferen Frequenzen ist der Eingangswiderstand kapazitiv und bei höheren induktiv. Gleiches Verhalten zeigt ein Reihenschwingkreis.

Ein zum kurzgeschlossenen Leitungskreis duales Verhalten zeigt das leerlaufende Leitungsstück gleicher Länge. Für die Längen

$$z = (2n - 1) \cdot \frac{\lambda_z}{4}$$

erhält man aus Gleichung (3)

$$\mathfrak{R}_l = 0,$$

wobei sich das Leitungsstück in Umgebung der Resonanzfrequenz wie ein Reihenschwingkreis verhält, während man für die Längen

$$z = n \cdot \frac{\lambda_z}{2}$$

als Eingangswiderstand

$$\mathfrak{R}_l = \infty$$

erhält. Dafür zeigt dieser Kreis in Resonanznähe das Verhalten eines Parallelschwingkreises. Dieses charakteristische Verhalten von kurzgeschlossenen bzw. leerlaufenden Leitungsstücken, das nach den Gleichungen (2) und (3) erwartet werden kann, ist zur besseren Übersicht im Bild 1 grafisch dargestellt. Bild 2 soll für die Leitungslängen

$$z = \frac{\lambda_z}{4} \cdots \lambda_z$$

den Zusammenhang zwischen den verschiedenen Resonatortypen und dem zugehörigen Ersatzschaltbild für das Verhalten in der Nähe der Resonanzfrequenz veranschaulichen.

Die bisher betrachteten Leitungskreise sind insofern idealisiert dargestellt, als einmal die Verluste durch den endlichen ohmschen Widerstand der Leiteroberflächen vernachlässigt wurden und zum anderen die unvermeidlichen Belastungen an den offenen Leitungsenden durch Streukapazitäten und den Strahlungswiderstand nicht berücksichtigt worden sind. Die ohmschen Verluste haben einen endlichen Resonanzwiderstand und die Streukapazitäten eine Verkürzung der Leitung zur Folge.

Der belastete Leitungskreis

Die im vorangegangenen Abschnitt beschriebenen unbelasteten Leitungskreise können streng genommen aus den o. a. Gründen praktisch nicht verwirklicht werden. Hinzu kommt, daß die Leitungsstücke als Resonanzkreise in Verbindung mit Elektronenröhren oder in Filterschaltungen verwendet werden. Die Elektrodenkapazitäten stellen bei den hier interessierenden hohen Frequenzen Reaktanzen dar, die die Resonanzfrequenz des Systems Leitungskreis-Röhre wesentlich beeinflussen, d. h. sie stellen einen wesentlichen Teil des Schwingkreises dar.

Es sollen nun Zusammenschaltungen von Leitungsstücken mit konzentrierten Reaktanzen betrachtet werden.

Im Bild 3a ist das Ersatzschaltbild einer kapazitiv belasteten Leitung dargestellt. Die auf die Ebene a—a′ bezogene Suszeptanz ergibt sich mit Gleichung (2) zu

$$\mathfrak{Y}_{aa'} = j\omega C - j\frac{1}{Z}\cot\frac{\omega}{c}z \qquad (5)$$

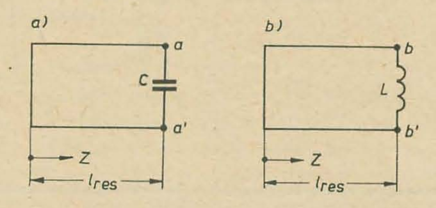


Bild 3: Ersatzschaltbilder, a) einer kapazitiv belasteten Leitung, b) einer induktiv belasteten Leitung

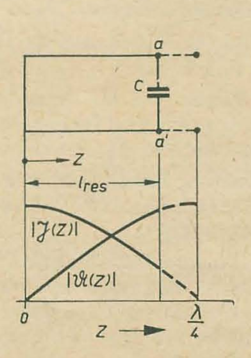


Bild 4: Kapazitiv verkürzte λ/4-Leitung

Die Resonanzbedingung für den Parallelschwingkreis lautet $\mathfrak{Y}_{aa}' = 0$, und man erhält damit aus Gleichung (5)

$$\omega C = \frac{1}{Z}\cot\frac{\omega}{c}l_{res} \qquad (6)$$

Aus Gleichung (6) erkennt man, daß für die Leitungslänge bei Resonanz

$$l_{res} < \frac{\lambda}{4}$$

gilt, d. h. eine Kapazität verkürzt eine kurzgeschlossene Leitung. Für die Schaltung im Bild 3b beträgt die Suszeptanz in der Ebene b—b′

$$\mathfrak{Y}_{bb'} = -j\frac{1}{\omega L} - j\frac{1}{Z}\cot\frac{\omega}{c}z \qquad (7)$$

und die Resonanzbedingung lautet

$$\omega L = -Z\tan\frac{\omega}{c}l_{res} \qquad (8)$$

Damit Gleichung (8) erfüllt ist, muß gelten

$$l_{res} > \frac{\lambda}{4},$$

d. h. eine Induktivität verlängert eine kurzgeschlossene Leitung. Dieses Verhalten erklärt sich anschaulich aus Bild 1.

Die kapazitiv belastete Leitung hat in der Praxis die größte Bedeutung und soll deshalb genauer untersucht werden. Für die im Bild 4 dargestellte kapazitiv verkürzte $\lambda/4$-Leitung gilt nach [4] für den Verlauf von Spannung und Strom:

$$\mathfrak{U}(z) = jZ\mathfrak{J}(0)\sin\frac{2\pi}{\lambda_z}z$$
$$\mathfrak{J}(z) = \mathfrak{J}(0)\cos\frac{2\pi}{\lambda_z}z \qquad (9)$$

Zur Dimensionierung derartiger Schaltungen muß man Gleichung (6) lösen. Praktisch ist dabei die Resonanzfrequenz vorgegeben. Es gelingt dagegen nicht, Gleichung (6) explizit nach ω aufzulösen, so daß man eine grafische Lösung vornehmen muß. Im Bild 5 ist eine bewährte Darstellungsform der Gleichung (6) angegeben. Man hat hier die Gleichung (6) in zwei Kurvenscharen

$$\mathfrak{Y} = \frac{1}{2\pi c} \cdot \frac{1}{CZ} \cdot \lambda \,\Big|\, C = \text{konst.}$$

und

$$\mathfrak{Y} = \tan\frac{2\pi}{\lambda}l \,\Big|\, l = \text{konst.}$$

aufgespalten, numerisch ausgewertet und übereinandergezeichnet.

Ist die Belastungskapazität C relativ groß, kommt es zu einer starken Kreisverkürzung. In Röhrenschaltungen kommt es dann beispielsweise vor, daß der Spannungsknoten des $\lambda/4$-Kreises noch in den Röhrenhals fällt. Man muß dann die Abstimmung in einem höheren Knoten vornehmen und wendet einen verkürzten $3\lambda/4$-Kreis an, dessen Spannungs- und Stromverlauf im Bild 6 skizziert ist. Die Dimensionierung erfolgt ebenfalls nach dem Diagramm im Bild 5, nur ist die geometrische Leitungslänge um $\lambda_z/2$ größer zu wählen.

Die Abstimmung von Leitungskreisen

Die Abstimmung von Leitungskreisen ist technisch von größtem Interesse. Je nach Verwendungszweck ist dabei eine Abstimmung

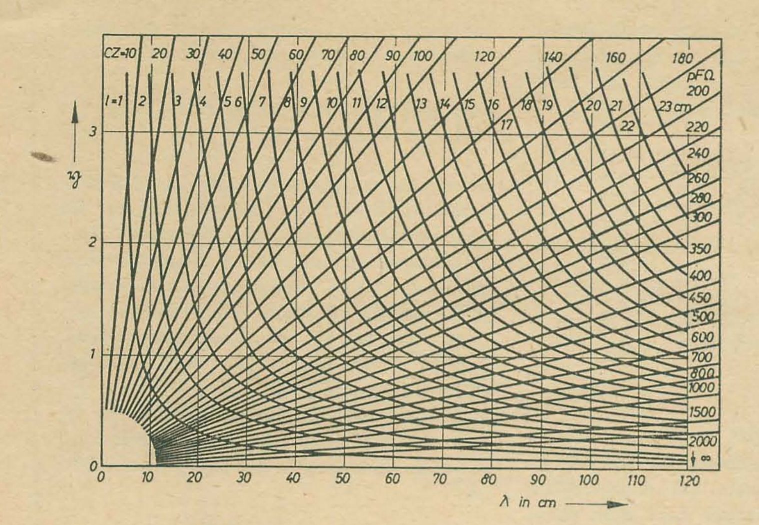
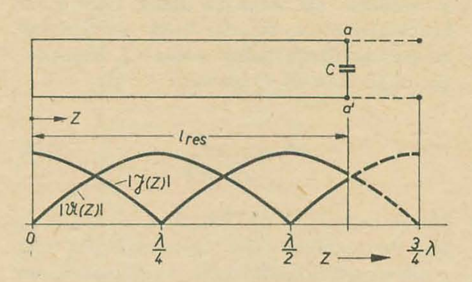


Bild 5: Resonanzbedingung des kapazitiv belasteten λ/4-Kreises

Bild 6: Kapazitiv verkürzte 3λ/4-Leitung



über ein bestimmtes Frequenzband gefordert oder es ist nur eine Einstellmöglichkeit der genauen Resonanzfrequenz notwendig. Die Kreise können abgestimmt werden, indem man geeignete Einflußgrößen in entsprechender Weise verändert.

Bild 7 zeigt das Prinzipschema eines kapazitiv verkürzten λ/4-Kreises, dessen Resonanzfrequenz durch Änderung der Resonatorlänge l abgestimmt wird. Die Kurzschlußwand wird durch einen verschiebbaren Kontaktschieber dargestellt. Um eine definierte Kurzschlußebene zu haben, sollten Kontakt- und Reflexionsebene zusammenfallen. Der Nachteil dieser Anordnung ist die hohe Strombelastung der galvanischen Kontakte. Wenn es der konstruktive Aufbau zuläßt, beispielsweise bei einem verkürzten 3 λ/4-Kreis und wenn der Kreis nur über ein relativ schmales Frequenzband abgestimmt werden soll, kann man die Federkontakte so ausbilden, daß Kontakt- und Reflexionsebene um $\lambda_m/4$ auseinanderliegen [3]. Die Schwierigkeiten des Kontaktschiebers umgehen die sogenannten kontaktlosen Schieber, deren Behandlung in diesem Rahmen zu weit führen würde.

Im Bild 8 ist eine andere Variante der Längenabstimmung angedeutet. Bei geeigneter Wahl der Länge g ist der Kreis nur durch die Streukapazität an der Stirnfläche des Innenleiters belastet. Diese Art der Abstimmung wird bei passiven Resonanzkreisen (Frequenzmesser) angewendet, während man die Abstimmung nach Bild 7 bei abstimmbaren Röhrenstufen findet.

Eine Möglichkeit zur kapazitiven Abstimmung deutet Bild 9 an. Die Belastungskapazität C hängt mit der geometrischen Einflußgröße a über die Beziehung

$$C \approx \varepsilon_0 \frac{r_c^2 \cdot \pi}{a} \qquad (10)$$

zusammen.

Die Abstimmung nach Bild 10, bei der die wirksame Fläche eines Plattenkondensators geändert wird, hat gegenüber der Anordnung im Bild 9 den Vorteil, daß man durch geeignete Wahl des Plattenschnittes die Abstimmkurve beeinflussen kann.

Bei der im Bild 11 gezeigten Abstimmanordnung besteht ein linearer Zusammenhang zwischen geometrischer Änderung t und der Belastungskapazität C:

$$C \approx \pi \varepsilon_0 \frac{d_2 + d_1}{d_2 - d_1} \cdot t \qquad (11)$$

$$\frac{d_2 - d_1}{2} \ll d_1$$

Ist eine große Abstimmsteilheit erwünscht, kann eine Anordnung nach Bild 12 verwendet werden. Durch Bewegen des Innenleiters ändert sich die Kapazität des Tauchkondensators im Spannungsbauch und die Induktivität in der Nähe des Strombauches. Die Induktivität des abgesetzten Leitungsstückes hängt von der Leitungslänge und vom Durchmesserverhältnis in folgender Weise ab:

$$L_1 = \frac{\mu_0}{2\pi} l_1 \cdot \ln \frac{d_3}{d_1} \qquad (12)$$

Die kapazitiv verkürzte λ/2-Leitung hat den Vorteil der einfachen kapazitiven Abstimmung über ein relativ großes Frequenzband. Wie im Bild 13 angedeutet, belastet beispielsweise die Röhrenausgangskapazität C_{ga} den λ/2-Kreis an einem Ende, während man den Abstimmdrehkondensator am anderen Ende so ausbilden muß, daß ein möglichst linearer Zusammenhang zwischen Drehwinkel und Resonanzfrequenz gewährleistet ist.

Für spezielle Anwendungszwecke kann man bei geeignetem konstruktiven Aufbau auch übliche konzentrierte Schaltkondensatoren zumindest bis zu Frequenzen um 800 MHz verwenden. Bei der Schaltung im Bild 14 wurde als Abstimmkondensator ein Knopftrimmer in die Topfkreisrückwand eingelassen. Hierbei kann beispielsweise durch geeignete Wahl des Temperaturkoeffizienten des Trimmers eine Temperaturkompensation der Resonanzfrequenz des Topfkreises erzielt werden [5].

Die Eindeutigkeit der Resonanzfrequenz

Bei der Ableitung der Resonanzbedingungen für die Leitungskreise wurde von den Leitungsgleichungen für Doppelleitungen ausgegangen. Die genaue Theorie zeigt aber, daß bei Einhaltung bestimmter geometrischer Beziehungen des Leitungsquerschnittes auch sogenannte Hohlraumwellen in koaxialen Leitungen existieren können. Die Hohlraumresonanzen fallen nicht mit den Doppelleitungsresonanzen zusammen. Das Auftreten von Hohlraumwellen wird vermieden, wenn man die Bedingung

$$\lambda \geqq \pi (a + b) \qquad (13)$$

einhält. Hierbei ist λ die Wellenlänge, a und b sind die Radien von Innen- und Außenleiter der Koaxialleitung.

Die Kreiskonstanten der Leitungsresonatoren

Um aus den Leitungskreisen Schaltungen aufbauen zu können, muß man Beziehungen zwischen den elektrischen Daten und den geometrischen, werkstofflichen und technologischen Größen der Resonatoren aufstellen. Es ist weiterhin sinnvoll, Ersatzschaltbilder, die zumindest näherungsweise gelten, aufzustellen, die der Begriffswelt der konventionellen Schaltungstechnik entlehnt sind.

D i e G ü t e v o n D o p p e l l e i t u n g s r e s o n a t o r e n

Die Güte eines Resonators ist gegeben durch die allgemeingültige Definitionsgleichung

$$Q = \frac{\omega_0 \cdot W}{P_v} \qquad (14)$$

Hierin ist $f_0 = \omega_0/2\pi$ die Resonanzfrequenz, W die im Resonator gespeicherte Feldenergie und P_v die im Resonator verbrauchte Verlustleistung. Eine Ableitung der Güteformel aus den Größen des elektrischen und magnetischen Feldes des λ/4-Resonators würde den Rahmen dieser einführenden Betrachtungen sprengen.

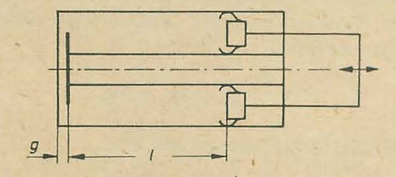


Bild 7: Längenabstimmung des verkürzten λ/4-Kreises

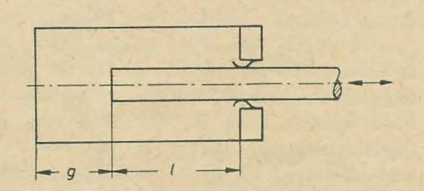


Bild 8: Verschieben des Innenleiters beim λ/4-Kreis

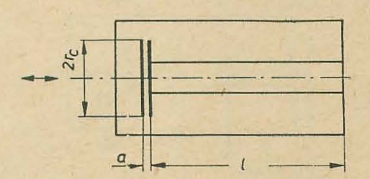


Bild 9: Kapazitive Abstimmung durch Änderung des Plattenabstandes a

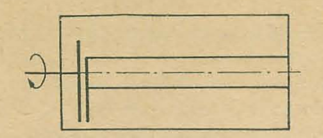


Bild 10: Kapazitive Abstimmung mittels Drehkondensators

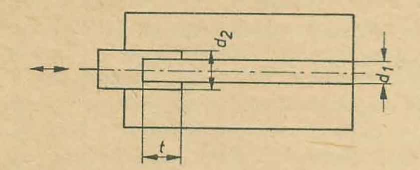


Bild 11: Kapazitive Abstimmung mittels Tauchkondensators

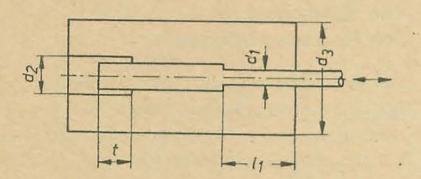


Bild 12: Kapazitive und induktive Abstimmung

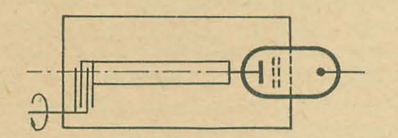


Bild 13: Drehkondensatorabstimmung eines verkürzten λ/2-Kreises

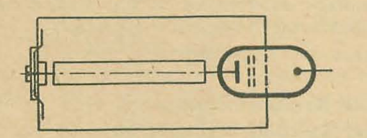


Bild 14: Trimmerabstimmung eines verkürzten λ/2-Kreises

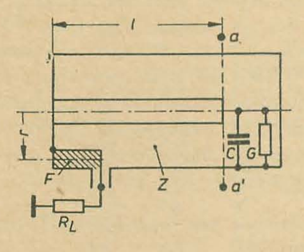


Bild 15: Induktive Kopplung am belasteten λ/4-Resonator

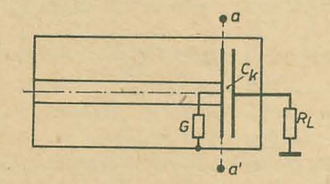


Bild 16: Kapazitive Kopplung am belasteten λ/4-Resonator

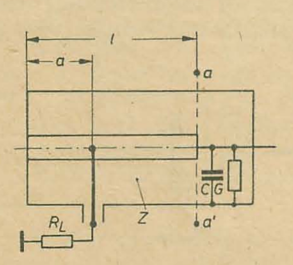


Bild 17: Galvanische Kopplung am belasteten λ/4-Resonator

Es muß hier auf die entsprechende Spezialliteratur verwiesen werden [1]. Es sei lediglich die Endformel für die Kreisgüte des unbelasteten λ/4-Kreises angegeben

$$Q = \frac{2}{\delta} \cdot \frac{b \ln (b/a)}{\left(1 + \frac{b}{a}\right) + \frac{8\, b \ln (b/a)}{\lambda}} \qquad (15)$$

Hierin bedeuten:

b — Radius des Außenleiters
a — Radius des Innenleiters
λ — Wellenlänge
δ — Eindringtiefe

Die Eindringtiefe δ gibt dabei an, in welcher Tiefe des Oberflächenmaterials die Stromdichte infolge Skineffektes auf 1/e (e = 2,718) abgeklungen ist. Praktisch kann man damit so rechnen, als wenn zu dieser Tiefe δ ein konstanter Strom von der Größe des Stromes an der Oberfläche fließen würde [1]. Quantitativ erhält man die Eindringtiefe δ aus

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \chi}} \qquad (16)$$

Hierin bedeuten f die Frequenz, $\mu = \mu_{rel} \cdot \mu_0$ die Permeabilität des Leitermaterials und χ die spezifische elektrische Leitfähigkeit des Leitermaterials.
Handelt es sich um einen Resonator, der in einem höheren Knoten abgestimmt ist, mit der Länge $l = (2n-1)\lambda/4$, so geht Gleichung (15) in die allgemeinere Form der Gleichung (17) über

$$Q = \frac{2}{\delta} \cdot \frac{b \ln (b/a)}{\left(1 + \frac{b}{a}\right) + \frac{8\, b \ln (b/a)}{(2n-1)\,\lambda}} \qquad (17)$$

Aus Gleichung (17) erkennt man, daß die Güte um so größer ist, je höher die Knotenzahl ist, in der der Kreis abgestimmt wird. Das erklärt sich daraus, daß mit wachsender Länge die gespeicherte Feldenergie proportional der Länge zunimmt; bei der Verlustleistung steigen jedoch nur die Verluste von Innen- und Außenleiter proportional der Länge, während die Verluste der Kurzschlußscheibe konstant sind.
Das Maximum der Kreisgüte erhält man für ein Radienverhältnis von b/a = 3,59 (das entspricht einem Wellenwiderstand von Z = 76,5 Ω). Die theoretischen Gütewerte, die man mit Koaxialresonatoren erreicht, liegen je nach den geometrischen Abmessungen, der Betriebsfrequenz und dem Oberflächenmaterial zwischen 1000 und 8000. Die praktisch erreichbaren Werte liegen in der Größenordnung von 3000 ··· 4000. Um den theoretischen Werten möglichst nahe zu kommen, muß man an die Kontaktgabe des Kurzschlusses erhebliche Anforderungen stellen. Weiterhin ist die Oberflächenrauhigkeit extrem niedrig zu halten, denn die Eindringtiefe für eine Silberoberfläche liegt bei einer Frequenz von $f_1 = 300$ MHz bei $\delta_1 = 3{,}5\ \mu m$ und für $f_2 = 3000$ MHz bei $\delta_2 = 1{,}1\ \mu m$. Ist die Oberflächenrauhigkeit wesentlich größer als die Eindringtiefe, dann ist der Stromweg der Oberflächenströme länger als angenommen, und demzufolge ist die Verlustleistung größer und die Güte bedeutend niedriger als der theoretische Wert. Die geringe Eindringtiefe hat dagegen den Vorteil, daß man nur dünne Silberschichten galvanisch aufbringen muß.

Der Resonanzwiderstand von Doppelleitungsresonatoren

Als Resonanzwiderstand kann man den Eingangswiderstand des Leitungsstückes im Spannungsbauch ansehen. Die unter „Eingangswiderstand der kurzen Doppelleitung" gefundenen Werte des Eingangswiderstandes gelten nur für die idealisierte verlustlose Leitung. Praktisch ist der Eingangswiderstand, bedingt durch die Verluste des Leitungsstückes, jedoch endlich.
Man kann sich die Verlustleistung P_v im Resonanzwiderstand R_{res} verbraucht denken, wenn die Spannung in der Bezugsebene $\mathfrak{U}(l)$ ist

$$R_{res} = \frac{1}{2} \cdot \frac{|\mathfrak{U}(l)|^2}{P_v} \qquad (18)$$

Die Ableitung der Gleichung für den Resonanzwiderstand erfolgt in ähnlicher Weise wie für die Kreisgüte [1]. Es muß deshalb in diesem Rahmen auf Einzelheiten verzichtet werden. Für den unbelasteten λ/4-Resonator in koaxialer Bauweise erhält man

$$R_{res} = \frac{16\,\pi\,\delta\,\chi\,Z^2 b}{\lambda\left(1 + \frac{b}{a}\right) + 8\, b \ln (b/a)} \qquad (19)$$

Hierin ist Z der Wellenwiderstand.
Für die Abstimmung in einem höheren Knoten bzw. für eine Resonatorlänge $l = (2n-1)\lambda/4$ erhält man entsprechend

$$R_{res} = \frac{16\,\pi\,\delta\,\chi\,Z^2 b}{(2n-1)\,\lambda\left(1 + \frac{b}{a}\right) + 8\, b \ln (b/a)} \qquad (20)$$

Im Gegensatz zur Güte nimmt der Resonanzwiderstand mit wachsender Knotenzahl n ab. Das liegt daran, daß R_{res} umgekehrt proportional zur Verlustleistung P_v ist und P_v mit der Länge wächst. Das Maximum des Resonanzwiderstandes der unverkürzten (2n—1)λ/4-Leitung wird für ein Radienverhältnis b/a = 9,2 erreicht. Mit steigender kapazitiver Belastung verschiebt sich das Maximum zu niedrigeren b/a-Werten [3]. Die theoretisch erreichbaren Resonanzwiderstände liegen je nach den geometrischen Abmessungen, der Frequenz und dem Oberflächenmaterial zwischen 100 kΩ und 1 MΩ. Für das Erreichen der theoretischen Daten gelten die gleichen Gesichtspunkte wie für die Güte, und vor allem spielt dabei die Belastung durch die Ein- und Auskopplung der Energie eine entscheidende Rolle.

Die Selektion von Leitungskreisen

Während die Resonatoren bei der Resonanzfrequenz nur Wirkleistung aufnehmen, kommt bei Verstimmung des Kreises eine Blindleistungsaufnahme hinzu

$$P_{sch} = P_w + P_b$$

Für den Scheinleitwert gilt dann

$$|\mathfrak{G}| = \sqrt{G_{res}^2 + Y_B^2}$$

und für die Selektion

$$s = \frac{|\mathfrak{U}(\omega_{res})|}{|\mathfrak{U}(\omega)|} = \sqrt{1 + (R_{res}\,Y_B)^2} \qquad (21)$$

R_{res} ist dabei der Resonanzwiderstand und Y_B der Blindleitwert in der Bezugsebene. In der Nähe der Resonanzfrequenz erhält man für Gleichung (21) die Näherungsgleichung [1]

$$s \approx \sqrt{1 + \left(\frac{2\,\Delta\,\omega}{\omega}\right)^2 Q^2} \qquad (22)$$

Diese Beziehung gilt aber auch für einen aus konzentrierten Schaltelementen aufgebauten Schwingkreis. Damit ist die Berechtigung der Angabe der Ersatzschaltbilder im Bild 2, zumindest in der Nähe der Resonanzfrequenz, gegeben. Für die Ermittlung der Weitabselektion muß man dagegen Gleichung (21) auswerten.

Kopplungen an Leitungskreisen

Dem Resonator muß über ein Kopplungselement Energie zugeführt werden, und je nach dem Verwendungszweck muß ein Teil der im Kreis schwingenden Energie auch wieder ausgekoppelt werden. Wie derartige Kopplungen im Dezimeterwellengebiet gestaltet werden und wie man sie dimensioniert, soll im folgenden beschrieben werden. Die Berechnungsmethoden sollen wieder am $\lambda/4$-Koaxialresonator demonstriert werden.
Bei der Behandlung der Kopplung an Leitungskreisen kann man zunächst zwei Fälle unterscheiden: einmal einen Resonator, dessen praktisch erreichbare hohe Güte voll ausgenutzt werden soll und der demzufolge durch das Ein- und Auskopplungsorgan möglichst wenig belastet werden darf (Frequenzmesser) und zum anderen einen Resonator, der im Interesse eines guten Wirkungsgrades fest an eine relativ niederohmige Quelle angekoppelt ist (Röhrenstufe).
Der im Bild 15 dargestellte $\lambda/4$-Kreis sei in der Ebene a—a' durch eine Kapazität C verkürzt und durch den Leitwert G belastet. Der Leitwert G stellt die gesamte Belastung des Kreises dar, setzt sich also zusammen aus dem Resonanzwiderstand des Kreises und aus dem äußeren Belastungswiderstand in der Ebene a—a', beispeilsweise dem Ausgangswiderstand einer Röhrenstufe.
Für die im Bild 15 skizzierte induktive Kopplung bleibt zu klären, wie groß die Schleifenfläche F werden muß, damit in der Ebene a—a' die gewünschte Belastung erscheint.
Nimmt man an, daß für den in der Kurzschlußebene erscheinenden Widerstand $R_k \ll Z$ gilt, erhält man bei Anwendung der Gleichung (1) nach einiger Zwischenrechnung für $l < \lambda/4$ die Beziehung [2]

$$R_k \approx G\,Z^2 \sin^2(\beta\,l) \qquad (23)$$

Der Lastwiderstand R_L dagegen wird durch die Koppelschleife in die Kurzschlußebene transformiert gemäß

$$R_k' = \frac{(\omega\,M)^2}{R_L} \qquad (24)$$

Für den Fall der Anpassung des Leitwertes G an den Belastungswiderstand R_L erhält man durch Gleichsetzen der Gleichungen (23) und (24) die Beziehung

$$R_L\,G = \frac{(\omega\,M)^2}{Z^2 \sin^2\left(\frac{2\,\pi}{\lambda}\,l\right)} \qquad (25)$$

Für die Gegeninduktivität M kleiner Schleifen gilt nach [2]

$$M \approx \frac{2\,F/cm^2}{r/cm}\ \text{in nH}, \qquad (26)$$

wobei F die Schleifenfläche und r der mittlere Radius der Schleife ist.
Für die im Bild 16 skizzierte kapazitive Ankopplung gilt für den Fall der Anpassung zwischen dem Lastwiderstand R_L und dem Eingangswiderstand des Kreises der Zusammenhang [2]

$$\frac{R_L}{G} = X_k^2 + R_L^2 \qquad (27)$$

mit

$$X_k = \frac{1}{\omega\,C_k}$$

Im Bild 17 ist schließlich noch die galvanische Ankopplung des Lastwiderstandes R_L dargestellt. Unter Verwendung der Transformationsgleichung (23) erhält man ebenfalls für Anpassung zwischen R_L und G nach [2] die Beziehung

$$R_L\,G = \frac{\sin^2\left(\frac{2\,\pi}{\lambda}\,a\right)}{\sin^2\left(\frac{2\,\pi}{\lambda}\,l\right)} \qquad (28)$$

Damit sind für die drei Kopplungsarten die Beziehungen zwischen dem Lastwiderstand R_L und dem Leitwert G in der Leitungseingangsebene a—a' gefunden.
Die hier am Beispiel der Koaxialleitung abgeleiteten Beziehungen lassen sich sinngemäß unter Beachtung der Feldverteilungen und Wellenwiderstände auch auf andere Doppelleitungen übertragen. Allerdings hat die Koaxialleitung die weitaus größte technische Bedeutung, und die Verhältnisse liegen bei ihr besonders übersichtlich, da das System praktisch strahlungsfrei ist.

Literatur

[1] F. W. Gundlach: Grundlagen der Höchstfrequenztechnik; Springer Verlag Berlin, Göttingen, Heidelberg 1950

[2] H. H. Meinke: Kurven, Formeln und Daten der Dezimeterwellentechnik; Manuskriptdruck der TH München 1950

[3] G. Megla: Dezimeterwellentechnik, Fachbuchverlag GmbH Leipzig 1952

[4] F. Güttler: Die Doppelleitung in der Hoch- und Höchstfrequenztechnik; radio und fernsehen 4 (1962) S. 106 bis 111

[5] F. Güttler: Temperaturkompensierter UHF-Oszillator mit Stiftsockeltriode; Nachrichtentechnik 3 (1962) S. 108 bis 115

Einfache Ionisationskammern mit gasgefüllten Röhren

HEIN GODEWIND

Eines der bekanntesten Meßverfahren in der Kerntechnik beruht darauf, daß radioaktive Strahlung unter anderem die Fähigkeit zur Ionisierung von Gasmolekülen besitzt (Ionisationskammer, Zählrohr). Weniger bekannt ist ein ähnlicher Effekt bei gasgefüllten Röhren der Elektronik (Glimmlampen, Stabilisatorröhren), obwohl dieser schon vor mehr als 20 Jahren bekannt war [1]! Bisher wurde das Verfahren nicht für die Konstruktion einfacher und preiswerter Dosisleistungsmesser angewendet, da normale Gasröhren nur äußerst geringe Impulsspannungen bei den üblichen Strahlungsenergien abgeben. Erst durch die Arbeiten von Godewind, Munic-House und anderen [2] konnten brauchbare Schaltungen entwickelt werden, die seit Beginn des 2. Quartals im VEB (K) LIPRATOM industriell Verwertung finden.

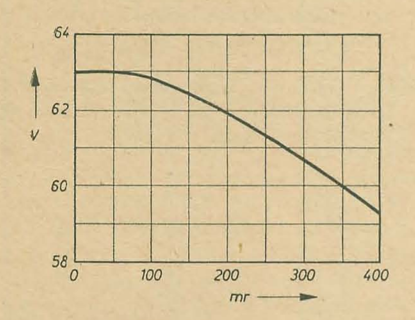


Bild 1: Zündspannung der Röhre 1 — 4 RPA — X 2 in Abhängigkeit von der Bestrahlungsenergie nach [1]

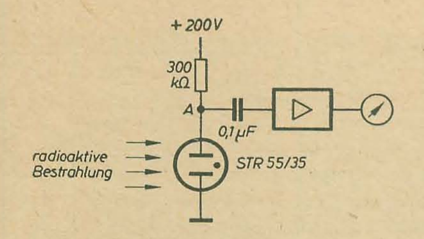


Bild 2: Prinzipschaltung des Dosisleistungsmessers mit einer Stabilisatorröhre

Bild 1 zeigt den Zusammenhang zwischen Zündspannung und Strahlungsenergie bei einer handelsüblichen Glimmlampe 1—4 RPA — X 2 (äquivalenter DDR-Typ: STR 55/35). Man erkennt daraus, daß die Zündspannung um so niedriger liegt, je größer die auftreffende Strahlungsenergie ist. Ein ähnlicher Effekt tritt bekanntlich — wenn auch nur in sehr geringem Maße — bei Lichtbestrahlung auf. In beiden Fällen ergibt sich infolge der Aufnahme von Energie durch das einzelne Gasmolekül ein Abspalten von Elektronen (Ionisation). Je mehr Moleküle der Gasfüllung ionisiert werden, um so geringer ist die Spannung, die zur Ionisierung der restlichen Moleküle benötigt wird. In diesem Zustand ist die Röhre leitend, zur Aufrechterhaltung der einmal eingeleiteten Ionisierung genügt eine etwas geringere Spannung als die Zündspannung (Brennspannung). Bild 2 zeigt das Prinzipschaltbild eines einfachen Dosisleistungsmessers, das auf dem Prinzip der Ionisierung von Glimmlampen beruht. Jedes radioaktive Teilchen ruft eine Potentialänderung an A hervor, der resultierende winzige Impuls wird verstärkt und akustisch oder optisch angezeigt. Leider sind die Impulse üblicher Glimmlampen äußerst gering, so daß nur über 500 r/h angezeigt werden können (kleinere Dosisleistungen würden nur Impulse verursachen, die im Rauschen untergehen).

Erst durch die Anwendung der Rückkopplung können auch bei kleinen Dosisleistungen brauchbare Impulsspannungen erzielt werden. Bild 3 zeigt hierfür die Prinzipschaltung. Statt des Vorwiderstandes im Bild 2 dient eine Elektronenröhre. Diese wird außerdem von den Impulsen gitterseitig angesteuert. Der Transformator dient nur zur Phasenumkehrung. Dadurch werden die geringen Impulsspannungen wieder als zusätzliche Stromimpulse in der Röhre wirksam und unterstützen so den Ionisierungsprozeß — Prinzip der Mitkopplung. Bei Verwendung von rauscharmen Verstärkern können schon bei der Röhre STR 85/10 Dosisleistungen von 5 r/h einwandfrei gemessen werden. Je niedriger die Nennzündspannung der Röhre, um so größer sind bei konstanter Bestrahlung die Impulsspannungen.

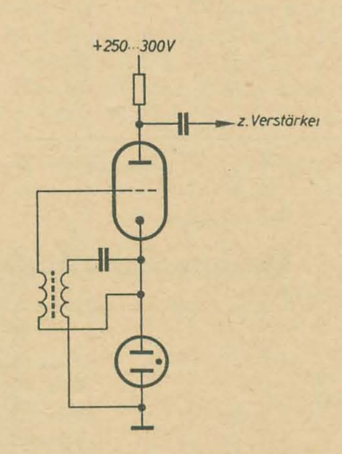


Bild 3: Prinzipschaltung des Dosisleistungsmessers mit Rückkopplung

Das Gerät MI-st 1.04 vom VEB LIPRATOM besitzt in der ersten Stufe des Verstärkers eine rauscharme E 88 CC, jedoch konnten Labormuster mit der ECC 91 als Kaskode — allerdings mit Katodentrennschaltung — schon recht gute Resultate erzielen. Zur Zeit finden noch Versuche statt (Bild 4), durch geeignete radioaktive Vorbestrahlung eine Empfindlichkeitssteigerung zu erzielen; bereits ein Anstreichen der Glimmlampe mit radioaktiver Leuchtfarbe bringt eine beachtliche Vorionisierung.

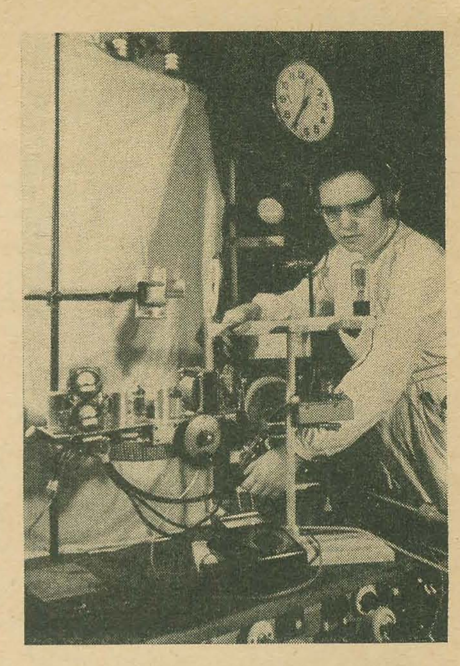


Bild 4: Frau Prof. Dr. Grandegeule bei Laborerprobungen eines Zählgerätes mit Neonröhre (rechts). Der elektronische Verstärker befindet sich unter der radioaktiven Probe, etwa in der Mitte des Bildes

Eine praktische Erprobung des Gerätes konnte bereits beim Auffinden neuer natürlicher Plutoniumvorkommen erfolgreich abgeschlossen werden. Bedauerlicherweise scheinen die zuständigen Handelsorgane nicht oder nur wenig am Vertrieb des beschriebenen Gerätes interessiert. Der VEB (K) LIPRATOM hat deshalb Absatzsorgen. Um den zahlreichen Wünschen entgegenzukommen, ist der Betrieb bereit, ausnahmsweise an Interessenten direkt Einzelteile oder fertige Geräte auszuliefern[1]). Man darf hoffen, daß unsere Amateure durch den Selbstbau von Glimmlampen-Dosisleistungsmessern zumindest die Idee fördern helfen! Die Beschaffung der Glimmlampe STR 55/35 wird dem Privatkunden jedoch einige Schwierigkeiten bereiten, soweit die Bestellungen nicht vor dem 1. 4. 63 getätigt wurden.

Literatur

[1] A. Fadaises u. C. des Blagues: Découvertes recentes sur le domaine de la physique (Teil II); Annales de la physique nucléaire 13 (1939) S. 1042 bis 1077

[2] Godewind, Munic-House u. Grandegeule: Die Ionisierung von Edelgasmolekülen unter den Grenzwertbedingungen radioaktiver Bestrahlung; Nukleartechnik 7 (1961) S. 35 bis 61

[1]) Die Redaktion vermittelt keine Teile, Bestellungen sind direkt an den zuständigen Handel oder den VEB (K) LIPRATOM zu richten.

1. Hinweise für den Bau eines Abgleichröhrenvoltmeters

JÜRGEN WEGNER

In der Praxis wird eine große Zahl von Röhrenvoltmetern verwendet. Sie haben im allgemeinen einen viel höheren Eingangswiderstand als normale Meßinstrumente und sind bei geeignetem Aufbau in einem sehr großen Frequenzbereich brauchbar. Die im folgenden beschriebenen Röhrenvoltmeter dienen als Anzeigeinstrumente bei Abgleicharbeiten.

Mängel der üblichen Voltmeter und Röhrenvoltmeter

Bei vielen Arbeiten macht es sich unangenehm bemerkbar, daß man laufend den Meßbereich nachstellen muß, um noch brauchbar ablesen zu können:

1. Beim Abgleich von Rundfunkempfängern ist der Meßbereich des Outputmeters (Messung des NF-Ausganges) oder des Regelspannungsgerätes, mit dem der Abgleich kontrolliert wird, dauernd zu vergrößern, je besser das Maximum wird.

2. Bei Meßbrücken ist mit genauerem Brükkenabgleich das Minimum nur bei sehr kleinem Meßbereich deutlich abzulesen.

Bei Abgleicharbeiten treten oft Wackelkontakte oder andere Unregelmäßigkeiten auf, durch die den Anzeigeinstrumenten plötzlich sehr große Spannungen zugeführt werden. Dadurch besteht die Gefahr einer Beschädigung oder Zerstörung der Meßwerke.

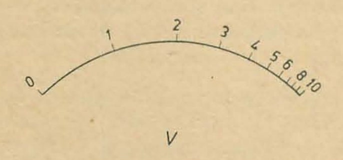


Bild 1: Wünschenswerter Skalenverlauf für das Abgleichvoltmeter

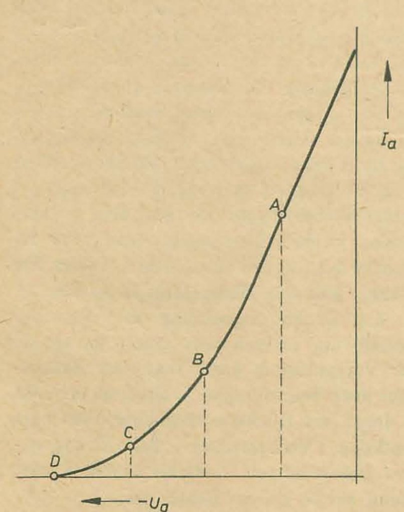


Bild 2: I_a—U_g Kennlinie einer Röhre

Forderungen an das Abgleichröhrenvoltmeter

Der Skalenverlauf muß gestatten, daß am Skalenanfang kleine Spannungen (Minimumabgleich) recht genau ablesbar sind, während bei größeren Spannungen am Skalenende der Skalenverlauf gedrängt sein kann (Maximumabgleich). Außerdem muß dafür gesorgt werden, daß ein Ausschlag über das Skalenende hinaus auch bei sehr hohen Spannungen unmöglich ist (Übersteuerungssicherheit). Ein Instrument, das diesen Bedingungen entspricht, soll im folgenden als Abgleichvoltmeter oder Abgleichröhrenvoltmeter bezeichnet werden. Der Skalenverlauf müßte dem von Bild 1 entsprechen.

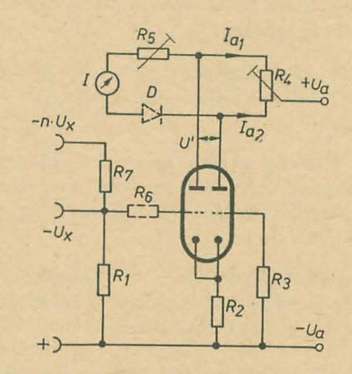


Bild 3: Grundschaltung für das Abgleichröhrenvoltmeter

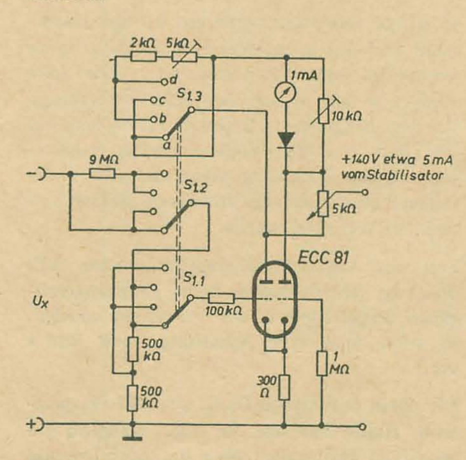


Bild 4: Gesamtschaltung eines Röhrenvoltmeters mit vier Bereichen:
a) — 1 V linear, b) — 5 V übersteuerungssicher, c) — 10 V linear, d) — 50 V übersteuerungssicher

Lösungsweg

Der gewünschte Skalenverlauf ist mit Bauelementen mit geeignet nichtlinearer Kennlinie, z. B. Dioden, Zenerdioden und Röhren, zu erreichen. Hier soll die Nichtlinearität der Röhrenkennlinie (Bild 2) ausgenutzt werden.

Mit negativer liegendem Arbeitspunkt wird die Steilheit, d. h. die Anodenstromänderung bei 1 V Gitterspannungsänderung immer geringer, während ab einer bestimmten negativen Gitterspannung der Anodenstrom Null wird (Punkt D im Bild 2).

Man muß also die Röhre in eine Schaltung bringen, in der das Anzeigeinstrument beim Arbeitspunkt A in Nullage ist und bei D am Skalenende steht.

Bild 3 zeigt die Grundschaltung, mit der die gestellten Forderungen an das Abgleichröhrenvoltmeter zu erfüllen sind. Es handelt sich praktisch um eine normale Röhrenvoltmeter-Brückenschaltung mit einer Doppeltriode. Das Anzeigeinstrument I liegt zwischen den beiden Anoden, jedoch im Gegensatz zu den üblichen Röhrenvoltmeterschaltungen über einen größeren Vorwiderstand R_5. Die Nullkorrektur der Schaltung wird wie üblich mit R_4 durchgeführt. Mit R_2 wird die vollautomatische Vorspannung entsprechend Punkt A im Bild 2 eingestellt. Die Gitterwiderstände

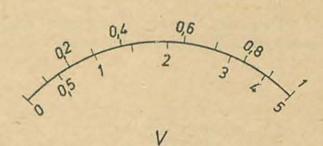


Bild 5: Skala für die Schaltung nach Bild 4

R_1 und R_3 sollen gleich groß und möglichst hochohmig sein. Bei ihrer Bemessung ist jedoch Rg_{max} (siehe Röhrentabelle) zu beachten. Legt man an den Eingang eine Spannung U_x (auf richtige Polung achten), so wandert der Arbeitspunkt des linken Röhrensystems auf der Kennlinie von A nach D abwärts, d. h., der Anodenstrom I_{a1} wird immer kleiner. Damit gerät die Röhrenvoltmeterbrücke aus dem Gleichgewicht; U' und damit der Ausschlag des Instrumentes I steigt. Ist U_x so negativ, daß $I_{a1} = 0$ wird, so erreicht U' sein Maximum. Nun wird R

so eingestellt, daß das Instrument I genau Endausschlag hat. Der Eingangsspannungsteiler R_7/R_1 erlaubt eine Meßbereicherweiterung.

Die Schaltung, wie sie bis jetzt beschrieben wurde, hat noch den Mangel, daß bei falscher Polung der zu messenden Spannung U_x das linke Röhrensystem u. U. Gitterstrom zieht und daß das Meßwerk nach links (unter 0) ausschlägt und dadurch auch beschädigt werden kann. Durch Einbau von R_6 und einer Diode D kann man diese Mängel abstellen bzw. stark mildern.

Durch Vorschaltung entsprechender Gleichrichterschaltungen kann man das beschriebene Röhrenvoltmeter auch zur NF- und HF-Messung benutzen, wobei der Skalenverlauf des Anzeigeinstrumentes natürlich im wesentlichen der gleiche bleibt. Durch Vorverstärkerstufen ist es auch möglich, kleinere Spannungen zu messen.

Erprobte Schaltungen

Bild 4 zeigt eine Schaltung, die sich seit längerer Zeit gut bewährte. Es sind vier Meßbereiche vorgesehen, von denen zwei linear und zwei übersteuerungssicher für Abgleichzwecke sind. Liegt zwischen dem Eingangsgitter und Masse eine Spannung zwischen 0 und — 1 V, so arbeitet die Röhre noch im geraden Kennlinienteil (A bis B). Dadurch ist der Bereich a gegeben. Bei etwas negativeren Spannungen erreicht die Röhre den stark gekrümmten Kennlinienteil und bei — 2,5 V sperrt sie völlig. Da nun im letzteren Fall

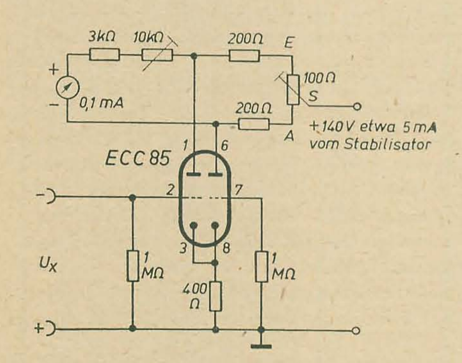


Bild 6: Schaltung eines einfachen Abgleichröhrenvoltmeters für Gleichspannung

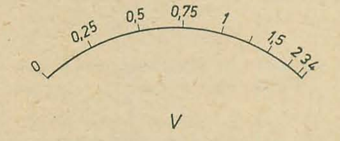


Bild 7: Skala für die Schaltung nach Bild 6

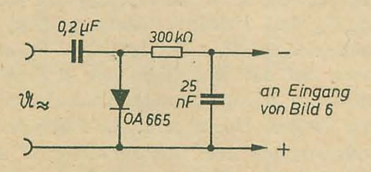


Bild 8: Gleichrichtervorsatz für die Schaltung nach Bild 6 zur NF-Spannungsmessung (Outputmeter)

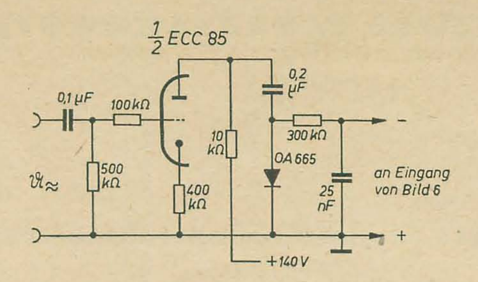


Bild 9: Vorverstärker und Gleichrichterschaltung zur Schaltung nach Bild 6

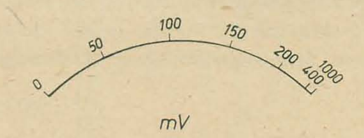


Bild 10: Skala für die Schaltung nach Bild 9

zwischen den beiden Anoden eine wesentlich größere Spannung herrscht als im ersten Fall, wird bei den übersteuerungssicheren Bereichen mit dem Schalter S_{1-3} ein Vorwiderstand (2 kΩ + 5 kΩ Regelwiderstand) zum Instrument geschaltet. Da in Stellung b aber 5 V Endausschlag sein soll, wird, da die Eingangsröhre bereits bei — 2,5 V sperrt, die Eingangsspannung mit 500 kΩ/500 kΩ auf die Hälfte geteilt. Das gilt auch für den Bereich d. Der Schalter S_{1-2} erweitert die Meßbereiche 1 V und 5 V jeweils auf das 10fache. Bild 5 zeigt die Skala des Gerätes.

Die Schaltung nach Bild 4 wird folgendermaßen abgeglichen:

1. Ohne Eingangsspannung wird mit dem 5-kΩ-Potentiometer der Nullpunkt eingestellt.
2. In Stellung a wird bei — 1 V Eingangsspannung das Instrument mit dem Regelwiderstand 10 kΩ auf Endausschlag eingestellt.
3. In Stellung b wird bei — 5 V Eingangsspannung das Instrument mit dem Regelwiderstand 5 kΩ auf Endausschlag eingestellt.

Eine weitere erprobte Schaltung und ihren Skalenverlauf zeigen die Bilder 6 und 7.

In dieser Schaltung wird ein 0,1-mA-Instrument und eine günstigere Nullpunktkorrektur verwendet. Sie entspricht aber sonst den Bildern 3 und 4. Auf den Schutzwiderstand vor dem Eingangsgitter (R_6 im Bild 3) und auf die Diode vor dem Meßwerk wurde verzichtet, da die Schaltung stets mit den nachfolgend beschriebenen Vorsätzen (Bilder 8, 9 und 11) betrieben wurde.

Soll das Abgleichröhrenvoltmeter zur NF-Messung (Outputmeter beim Empfängerabgleich, Pegelzeiger u. ä.) verwendet werden, so setzt man eine Schaltung nach Bild 8 vor.

Die darin enthaltene Diode schließt die positiven Halbwellen der NF kurz, während die negativen Halbwellen über das nachfolgende Siebglied an den Eingang der Schaltung Bild 6 gelangen. Der Skalenverlauf entspricht praktisch Bild 7. Der Frequenzgang dieser

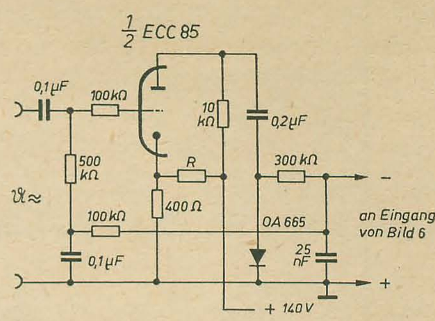


Bild 11: Rückwärtsgeregelter Vorverstärker und Gleichrichterschaltung zur Schaltung nach Bild 6

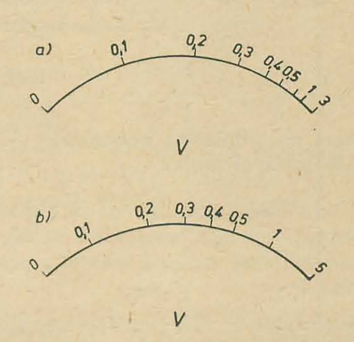


Bild 12: Skala für die Schaltung nach Bild 11. a) bei R = 50 kΩ, b) bei R = 30 kΩ

Schaltung ist über 150 Hz linear, wobei bis 25 kHz noch kein Fehler festzustellen ist. Bei 50 Hz beträgt der Fehler jedoch etwa 20% und bei 20 Hz sogar 50%.

Bei entsprechender Bemessung dieses Gleichrichtervorsatzes kann man selbstverständlich auch HF-Messungen durchführen.

Durch Vorschaltung einer Verstärkerstufe kann man die Empfindlichkeit der Schaltung noch steigern. Mit der Schaltung nach Bild 9 erreicht man eine etwa siebenfache Verstärkung; der Skalenverlauf ist im Bild 10 dargestellt.

Noch günstigere Betriebsbedingungen für die Verstärkerstufe ergeben sich, wenn man sie mit einer Rückwärtsregelung betreibt. Als Regelspannung wird, wie es Bild 11 zeigt, die Gleichspannung verwendet, die der eigentlichen Brücke zugeführt wird. Es ist verständlich, daß durch diese Regelung die Gesamtschaltung wieder unempfindlicher wird. Die Verstärkung der Vorstufe geht bei größeren Eingangsspannungen beträchtlich zurück, da die Röhre durch höhere Regelspannung im Bereich geringerer Steilheit arbeitet. So ist es auch zu erklären, daß sich ein anderer Skalenverlauf als bei den vorhergehenden Schaltungen ergibt, und zwar ist besonders das Skalenende gedehnt (Bilder 12a und 12b). Mit dem Widerstand R im Bild 11 wird die Grundvorspannung der Vorstufe eingestellt und festgehalten. Durch die Größe dieser Vorspannung kann man den Skalenverlauf noch beeinflussen. Schließlich erreicht man durch die Rückwärtsregelung noch eine wesentliche Verbesserung des Frequenzganges. Dieser ist von 50 Hz bis 20 kHz linear, während bei 20 Hz ein Fehler von etwa 20% auftritt. Die Übersteuerungssicherheit ist natürlich auch in dieser Schaltung gegeben.

2. Wattmeterzusatz für normales Milliamperemeter

HAGEN JAKUBASCHK

Leistungsmeßgeräte (Wattmeter) für Wechselstrom sind relativ kostspielig und nicht immer leicht erhältlich. Andererseits spielen sie im Werkstattbetrieb und auch beim ernsthaften Amateur eine wesentliche Rolle. Bekanntlich ist es bei Wechselstrom nicht möglich, die Leistung eines Verbrauchers durch einfache Strom- und Spannungsmessung zu ermitteln, weil dabei die fast immer vorhandene Phasenverschiebung nicht mit erfaßt, d. h. anstatt der interessierenden Wirkleistung die Scheinleistung ermittelt wird.

Im folgenden wird eine einfache Widerstandsanordnung in ihrer praktischen Dimensionierung gezeigt, mit der es möglich ist, die Wirkleistung eines Verbrauchers mit einem normalen Drehspulinstrument zu messen. Das Instrument kann dabei mit dem Widerstandsnetzwerk vereinigt und zu einem kompletten Wattmeter aufgebaut werden. Das Netzwerk kann auch als Zusatz zu vorhandenen geeigneten Instrumenten, z. B. zum meist ohnehin vorhandenen Vielfachmesser benutzt werden.

Auf die Theorie dieser Schaltung soll hier nicht näher eingegangen werden, da sie in der Literatur schon mehrfach beschrieben wurde [1] und für den Amateur und Werkstattpraktiker erst in zweiter Linie von Interesse ist.

Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung des Wattmeterzusatzes, die hier für ein 1-mA-Instrument und einen Meßbereich von 0 ··· 100 W ausgelegt wurde. Sie kann für andere Instrumente und Meßbereiche entsprechend abgeändert werden, wozu noch Hinweise gegeben werden. Die Widerstände R_1 und R_2 sind Shunts für den Verbraucherstrom und werden entsprechend dimensioniert; sie sollen genau gleich groß sein. R_3 und R_4 bilden einen Spannungsteiler, dessen Dimensionierung sich nach der Netzspannung richtet. Es ist darauf zu achten, daß R_3 wesentlich größer als R_1 und R_2 ist, während R_4 mehr als den zehnfachen Betrag von R_3 haben soll. Das Potentiometer P_1 dient zur genauen Nullpunkteinstellung des Instrumentes (Nullabgleich), wobei kein Verbraucher angeschlossen ist. P_2 dient zur Instrumenteichung (Skalenende), sein Wert hängt im wesentlichen vom benutzten Meßwerk ab. Die im Bild 1 gegebene Dimensionierung gilt für ein 1-mA-Instrument mit 100 Ω Innenwiderstand. Verwendbar sind Mikroamperemeter bzw. Milliamperemeter bis 2 mA und den für diese Geräteklassen üblichen Innenwiderständen. Bis auf die andere Bemessung von P_2 ergeben sich für diese Instrumente keine Änderungen. Zu beachten ist die Belastbarkeit von R_4. Der angegebene Wert von 3 W ist ein Mindestwert, besser sind 6 ··· 10 W (Erwärmung kann die Eichung geringfügig verschieben). Für $R_{1...3}$ genügen übliche 0,5-W-Widerstände, wobei R_1 und R_2 auch aus etwas Heizspiralen-Widerstandsdraht selbst angefertigt werden können. P_1 ist ein übliches Entbrummerpotentiometer, ggf. auch P_2. Als Gleichrichter sind neben den Germaniumdioden OA 625 auch alle ähnlichen Diodentypen sowie die Germaniumgleichrichter OY 100, OY 101 oder kleine Kupferoxydulmeßgleichrichter geeignet. In der angegebenen Dimensionierung wird mit den Dioden OA 625 ein praktisch linearer Skalenverlauf erreicht, so daß die vorhandene Instrumentenskala ohne weiteres benutzt werden kann und größere Eicharbeiten praktisch entfallen. Bei einem Instrument mit der üblichen 30teiligen Skala entspricht dann jeder Teilstrich etwa 3,3 W.

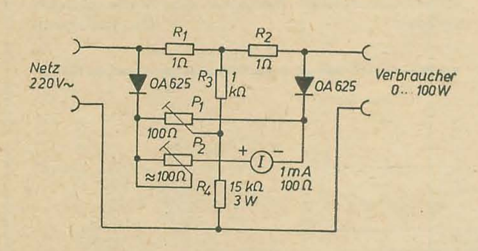


Bild 1: Schaltung des Wattmeter-Zusatzes

Meßbereichserweiterung

Eine Meßbereichserweiterung ist durch Wertänderung der Shunts R_1 und R_2 möglich. Ein Umschalter für die Meßbereiche 100 W und 500 W ist nach Bild 2 zu schalten. Diese Schaltungsart [2] beseitigt gleichzeitig die Einflüsse der Kontaktübergangswiderstände am Umschalter, die bei den geringen Werten der Shunts sonst zu schwer beherrschbaren Meßfehlern führen würden. Der jeweils nicht eingeschaltete Teil des Shunts liegt dann mit der Diode in Reihe, wo er sich nicht bemerkbar macht. Nach Bild 2 kann der Meßbereich noch weiter vergrößert bzw. auch verringert werden. Die Genauigkeit der Shunts geht unmittelbar in die Meßgenauigkeit ein, zweckmäßig werden die Shunts daher bei Eigenanfertigung vor Einbau vorabgeglichen, wobei es weniger auf den absoluten Wert ankommt (hier bestehen Ausgleichsmöglichkeiten mit P_2), sondern auf gute Übereinstimmung von R_1 und R_2. Geringe Differenzen lassen sich zwar auch hierbei mit P_1 ausgleichen, es ist aber anzustreben, daß P_1 möglichst nahe der Mittelstellung zu stehen kommt, da sonst Nichtlinearitäten im Skalenverlauf entstehen können. Für R_3 und R_4 genügen übliche Widerstände mit 20% Toleranz.

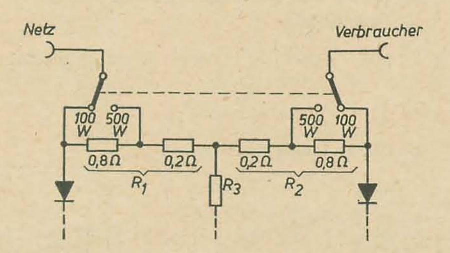


Bild 2: Meßbereichsumschaltung 100 W/500 W bei der Schaltung nach Bild 1

Eichung

Die Eichung erfolgt einmalig mit P_1 und P_2 und wird später nur bei Ausfall und Ersatz eines Bauteiles verändert werden müssen. P_1 und P_2 sollen daher im endgültigen Aufbau nicht von außen zugänglich sein.

Das fertige Gerät wird zunächst ohne Verbraucher an das Netz angeschlossen. Mit P_1 wird jetzt das Instrument auf Nullpunkt eingestellt, wobei P_2 zunächst auf seinem höchsten Wert steht, um das Instrument zu schützen. Es wird nun ein genau bekannter ohmscher Verbraucher am Ausgang angeschlossen, wofür sich am besten eine Glühlampe eignet. Es werden nun die Spannung an der Glühlampe (bzw. Netzspannung, der Spannungsabfall an $R_1 + R_2$ ist unerheblich) und der durch die Glühlampe fließende Strom gemessen und daraus in bekannter Weise die von der Lampe tatsächlich aufgenommene Leistung errechnet, die in Nähe des Skalenendes (für Bild 1: 100-W-Lampe) liegen soll. Auf diese Leistung wird das Instrument mit P_2 eingestellt. Anschließend wird nochmals ohne Verbraucher mit P_1 der Nullpunkt korrigiert. Zuletzt kann sicherheitshalber mit verschiedenen ohmschen Verbrauchern die Eichung an verschiedenen Skalenpunkten kontrolliert werden. Falls später Nullpunktauswanderungen beobachtet werden, kann dies an nicht einwandfreien Dioden liegen, oder, falls der Nullpunkt beim Einschalten immer wieder stimmt und erst später erneut auswandert, an ungünstigem Aufbau bzw. zu schwach dimensionierten Widerständen. Es ist deshalb darauf zu achten, daß R_4 sich möglichst nicht erwärmt bzw. die Dioden oder andere Widerstände nicht mit erwärmt. Je nach Aufbau und Verwendungszweck ist zu empfehlen, dem Wattmetereingang eine Glimmlampe parallelzuschalten, damit bei abgetrenntem Verbraucher nicht das Abschalten vom Netz vergessen wird. Eventuell kann zum Schutz des Wattmeters im Eingang noch eine Sicherung eingeschaltet werden.

Die Meßgenauigkeit des Wattmeters wird bei Beachtung der gegebenen Hinweise praktisch nur durch die Genauigkeit des Instrumentes bestimmt und ist ohne weiteres auf 1% zu bringen. Lediglich innerhalb der ersten 10% des Skalenanfanges kann sie, je nach Diodenexemplaren, u. U. etwas geringer sein, was aber praktisch unerheblich ist.

Literatur

[1] Gerd Lehmann: Einführung in die Hochfrequenzmeßtechnik; Verlag des Ministeriums für Nationale Verteidigung Berlin 1960

[2] Hagen Jakubaschk: Hinweise zur Schaltung von Vielfachmessern mit Strommeßbereich; radio und fernsehen 24 (1959) S. 767

Aus der Reparaturpraxis

Serviceerfahrungen mit dem TV-Empfänger Munkácsy (2)

Keine Helligkeit, Ton vorhanden

Fehlererscheinung

Keine Helligkeit, Hochspannung an der Bildröhre ist vorhanden

Fehlerursache

a) Die Bildröhre ist vergast oder hat Kurzschluß zwischen den Elektroden. In diesem Fall zeigt sich im Bildröhrenhals ein blaulila-farbiges Licht
b) Der Zentriermagnet bzw. der Ionenfallenmagnet am Bildröhrenhals ist schlecht eingestellt
c) Der Kondensator C_{101} (220 pF) für die Zeilenlöschimpulse der Bildröhre weist Kurzschluß auf
d) Der Helligkeitsregler R_{122} (1 MΩ) oder R_{123} 820 (kΩ) bzw. R_{124} (680 kΩ) ist fehlerhaft

Fehlererscheinung

Niedrige Hochspannung

Fehlerursache

a) Eine Wicklung des Zeilenausgangs-Transformators ist kurzgeschlossen
b) Das waagerechte Ablenkspulenpaar hat Windungsschluß oder Unterbrechung
c) Der Kondensator C_{82} (2,2 nF) des Zeilenoszillators ist unterbrochen
d) Der Kondensator C_{98} (2,2 nF) am Steuergitter der Zeilenendröhre PL 36 ist schadhaft
e) Der Kondensator C_{100} (30 nF) für die Boosterspannung ist unterbrochen

Fehlererscheinung

Keine Hochspannung

Fehlerursache

a) Die Zeilenendröhre PL 36 ist defekt
b) Die Boosterdiode PY 83 ist defekt
c) Die Hochspannungsröhre EY 86 ist fehlerhaft oder es liegt ein Kontaktfehler in der Röhrenfassung vor

Fehlererscheinung

Keine Hochspannung, die Anode der Zeilenendröhre PL 36 ist rotglühend

Fehlerursache

a) Die Zeilenendröhre PL 36 erhält keine Steuerspannung
b) Der Kondensator C_{98} (2,2 nF) ist schadhaft
c) Der Widerstand R_{116} (1 kΩ) oder R_{117} (470 kΩ) ist unterbrochen

Fehlererscheinung

Keine Hochspannung, die Anode der Zeilenendröhre PL 36 ist rotglühend. Die Kondensatoren C_{98}, C_{99} sowie die Widerstände R_{116}, R_{117} sind in Ordnung

Fehlerursache

a) Die Zeilenendröhre PL 36 erhält keine Steuerung vom Zeilenoszillator; der Zeilenoszillator schwingt nicht
b) Die Zeilenoszillatorspule L_{33} ist schadhaft
c) Der Kondensator C_{84} (100 pF) ist schadhaft
d) Der Zeilenoszillator-Kondensator C_{82} (2,2 nF) ist schadhaft
e) Der Widerstand R_{88} (2,2 kΩ) ist schadhaft
f) Die Zeilenoszillatorröhre ECH 81 ist fehlerhaft

Fehlererscheinung

Keine Hochspannung. Der Schirmgitterwiderstand R_{115} (3,3 kΩ) der Zeilenendröhre ist durchgebrannt

Fehlerursache

a) Die Zeilenendröhre ist fehlerhaft
b) Der Schirmgitterkondensator C_{99} (2,2 nF) ist schadhaft

Fehlererscheinung

Hochspannung ist nur zeitweilig vorhanden

Fehlerursache

a) Der Trioden-Gitterableitwiderstand R_{95} (470 kΩ) der Zeilenoszillatorröhre ECH 81 ist schadhaft

Wird fortgesetzt

Bild 1: Zeilenendstufe

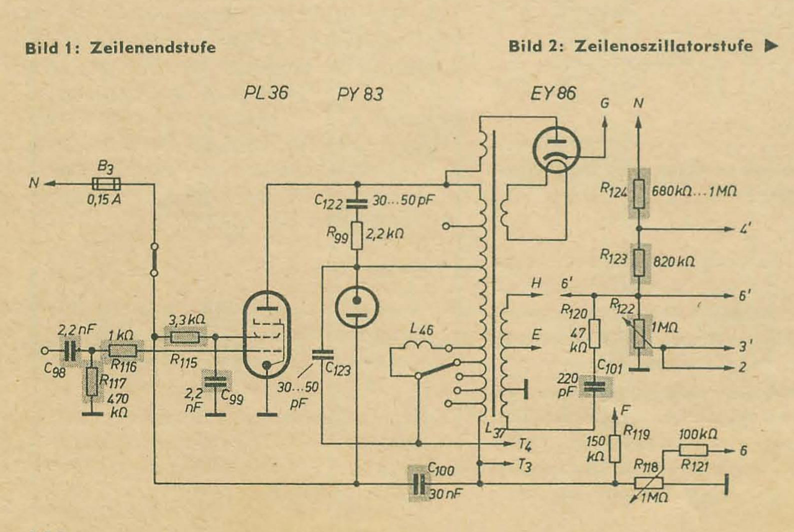
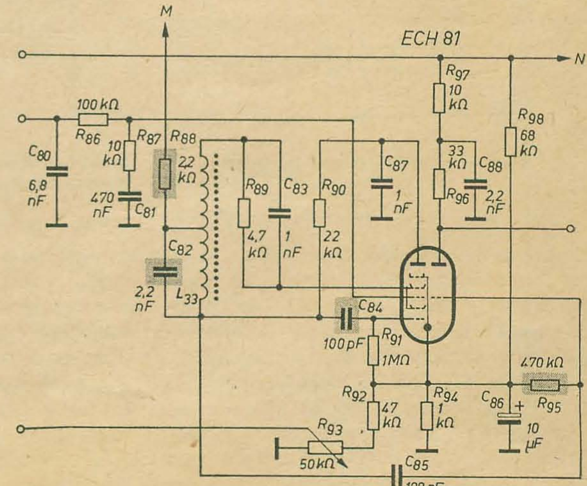


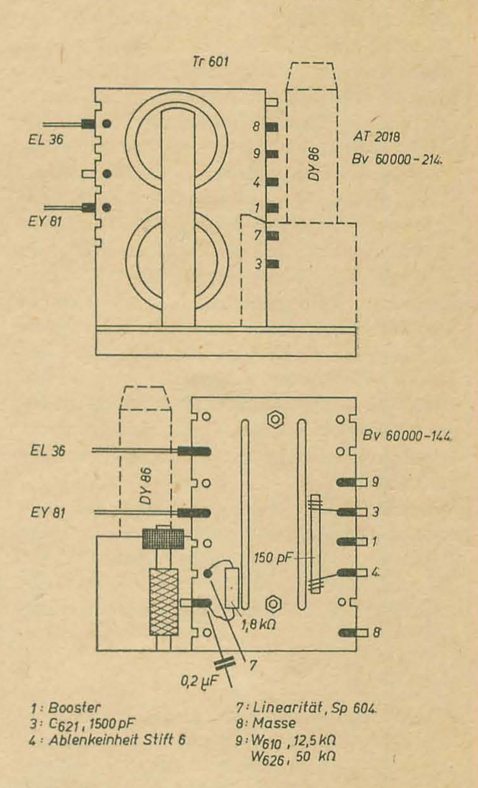
Bild 2: Zeilenoszillatorstufe ▶



Austausch des Trafo 601 beim „Rekord 2"

Beim Austausch des Trafos 601 Bv 60000-214 durch einen Trafo Bv 60000-144 ergeben sich immer wieder Schwierigkeiten, da der Bv 60000-144 keine numerierten Lötösen hat. Für den Fernsehtechniker, der noch nicht im Besitz einer entsprechenden Service-Mitteilung ist, sind aus dem Bild die Anschlüsse zu ersehen.

Herbert Gabriel



In vielen Leserzuschriften werden wir immer wieder gebeten, die Reparaturhinweise unter der Rubrik „Aus der Reparaturpraxis" zu erweitern. Wir sind gern dazu bereit, benötigen jedoch verstärkt Ihre Mithilfe. Wir möchten daher besonders die Mitarbeiter in den Reparaturwerkstätten, jedoch auch alle Amateure und Bastler, bitten, uns interessante Fehler, deren Ursachen und deren Beseitigung mitzuteilen. Wir interessieren uns besonders für die Fehlerbeseitigung an TV-Empfängern, Rundfunk-, Tonband- und Plattenspielergeräten. Die Redaktion

Einzelheiten neuer TV-Empfänger

A. TEWES

Betriebssicherheit

Hohe Betriebstemperaturen, die besonders im Hochsommer auftreten, beeinträchtigen die Betriebssicherheit des TV-Empfängers. Schon wenn es gelingt, die Betriebstemperaturen um etwa 30° zu reduzieren, bedeutet das mit Sicherheit eine Erhöhung der Lebensdauer der Einzelteile und damit der Betriebssicherheit des TV-Empfängers. Blaupunkt ging deshalb bei den TV-Empfängern der Saison 1962/63 zum „kalten Chassis" über. Das ist ein Horizontalchassis, bei dem die gesamte Schaltung, einschließlich Röhren (mit Ausnahme des Hochspannungskäfigs und der beiden Kanalwähler), auf der möglichst tief im Gehäuse waagerecht liegenden Platine angeordnet ist. Sämtliche Teile dieser Platine werden durch den von außen kommenden Luftstrom gleichmäßig gut gekühlt. Ein Horizontalchassis im extrem kleinen TV-Empfängergehäuse bedeutet also unbedingt eine Verringerung der Ausfälle.

Weiter noch: Durch die Verwendung einer einzigen großen gedruckten Platine anstelle von mehreren Einzelplatinen, die durch handgelötete Kabelbäume verbunden werden müssen, umgeht man diese Verbindungen. Bei Handlötung ist die Gefahr von Lötstellenfehlern verhältnismäßig groß, während bei Tauchlötung kaum mit schlechten Lötstellen zu rechnen ist. Auch damit bedeutet eine einzige große gedruckte Platine anstelle von drei oder mehr kleineren Platinen eine Verringerung der Ausfälle.

An den Ausfällen sind, das ist statistisch erwiesen, zu etwa 60% Röhren beteiligt. Durch die bei den neuen Empfängern wesentlich reduzierte Röhrenzahl werden also auch die Ausfallmöglichkeiten herabgesetzt. Es sei gleich darauf hingewiesen, daß die kleinere Röhrenzahl die Empfindlichkeit der Geräte nicht verringert.

Die Schaltungstechnik

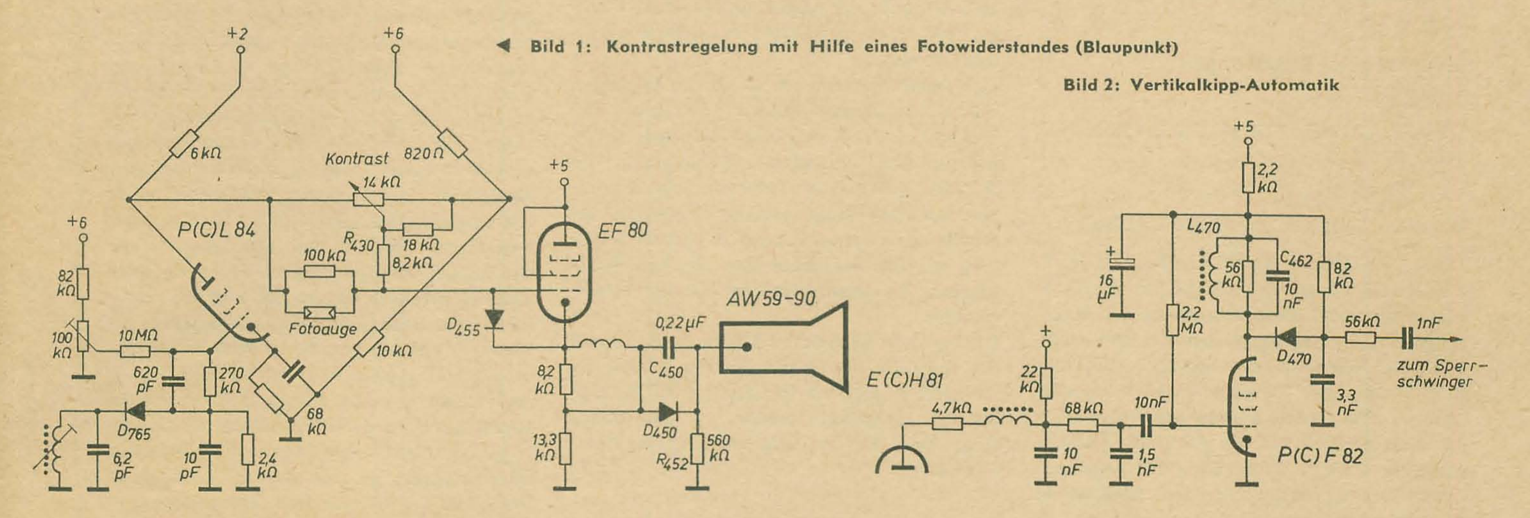
Die Standardröhrenbestückung der VHF-Kanalwähler der Fernsehempfänger PCC 88 und PCF 82 wird jetzt verändert, und zwar wird statt der PCF 82 eine ganz neue Röhre, nämlich die PCF 801, als Misch- und Oszillatorröhre verwendet. Das zur Mischung benutzte Pentodensystem der PCF 801 ist regelbar, und zwar derart, daß bei $-U_{g1} = 12$ V die Steilheit der Kennlinie auf 1/100 ihres normalen Wertes herabgesunken ist. Wegen der geringen Empfindlichkeit des UHF-Tuners gegenüber dem VHF-Tuner (etwa im Verhältnis 1/10) wird gewöhnlich die Mischröhre des VHF-Tuners bei UHF-Empfang als erste ZF-Röhre mitbenutzt, um damit die verringerte Empfindlichkeit auszugleichen. Es hat sich aber als wünschenswert herausgestellt, daß diese Röhre regelfähig ist, da sonst hohe Eingangsspannungen bei UHF-Empfang den ganzen ZF-Verstärker übersteuern. Andererseits muß aber die Schaltung so ausgelegt sein, daß bei VHF-Betrieb das Mischsystem, nämlich die Pentode der PCF 801, nicht geregelt wird.

Der UHF-Tuner der neuen Blaupunkt-TV-Empfänger besitzt den neuen vergrößerten Frequenzbereich vom Kanal 21 (alte Bezeichnung 14) bis zum Kanal 68 (alte Bezeichnung 61). Dieser Tuner enthält die Röhren PC 88 als HF-Vorstufe und die PC 86 als Mischstufe und Oszillator.

Zwischen den Mischröhren bei VHF und UHF und der ersten ZF-Stufe liegt bei Blaupunkt ein kompliziertes Bandfilter, das für einen bestimmten Frequenzbereich fußpunktgekoppelt ist. Für die Frequenzen 33,4 MHz, 31,0 MHz und 40,4 MHz ist die Fußpunktkopplung jedoch aufgehoben, so daß für diese Frequenzen keine Energieübertragung stattfindet.

Interessant ist bei Blaupunkt die Anheizschutzschaltung. Da die Röhren des HF- und ZF-Verstärkers schneller angeheizt werden als die Horizontalendstufe, wird für eine kurze Zeit nach dem Einschalten der ZF-Verstärker unter Umständen kräftig übersteuert, weil noch keine Regelspannung zugeführt wird. Am Gitter des Horizontaloszillators entsteht aber sehr schnell eine negative Spannung, die dem Gitter der NF-Vorverstärkertriode zugeführt wird. Dadurch wird diese Röhre gesperrt, und die lästigen Störgeräusche im Lautsprecher werden unterbunden. Nachdem die Katode der Horizontalendröhre (PL 36 oder PL 500) heiß genug ist, entsteht die Boosterspannung, und es wird jetzt dem Gitter eine positive Spannung zugeführt, die die Röhre leitend macht.

Die Anpassung des Bildkontrastes erfolgt automatisch durch einen Fotowiderstand (Bild 1). Gegenüber anderen Anordnungen, wo Kontrastregler und „Fotoauge" lediglich die Aufgabe haben, eine Gleichspannung zu verändern, hat hier das Kontrastregelpotentiometer die Aufgabe, den gesamten Videofrequenzbereich zu übertragen. Das Fotoauge muß also auch für das gesamte Videofrequenzband wirksam sein. Durch den Einbau der Fotoeinrichtung in den Anodenkreis der Videoendstufe erhöht sich die wirksame Kapazität beträchtlich, zumal die Fotozelle naturgemäß an der Frontseite des Fernsehempfängers montiert sein muß. Daher wurde zur Verringerung der Kapazität eine als Katodenverstärker geschaltete Röhre (EF 80) eingefügt. Durch diese Trennstufe mit niederohmigem Ausgang wird die Eingangskapazität der Bildröhre und die Kapazität der Zuleitung nicht im Anodenkreis der Videoendröhre wirksam. Stellt man den Kontrastregler von Hand auf geringen Kontrast, so wird der am Kontrastregler abgegriffenen Steuerspannung für das Gitter der EF 80 die am Widerstand R_{430} abfallende Spannung hinzuaddiert. Die Spannung an diesem Widerstand hängt vom jeweiligen Innenwiderstand der Fotozelle und damit von der gerade herrschenden Raumbeleuchtung ab. An der Katode der EF 80 wird die Steuerspannung für die Katode der Bildröhre abgegriffen. Die Diode D_{450}, der Kondensator C_{450} und der Widerstand R_{452} dienen als Strahlstrombegrenzerschaltung. Die weitere Diode D_{455} dient zum Schutz für die Gitter-Katoden-Strecke der EF 80. Ohne diese Vorsichtsmaßnahme würde nach dem Einschalten, wenn die Röhre EF 80 noch keinen Katodenstrom führt, die Gitter-Katoden-Strecke eine starke positive Spannung haben. In diesem Fall schließt die erwähnte Diode D_{455} die Gitter-Katoden-Strecke kurz. Im normalen Betrieb wird diese Diode durch die Katodenspannung gesperrt.



◄ Bild 1: Kontrastregelung mit Hilfe eines Fotowiderstandes (Blaupunkt)

Bild 2: Vertikalkipp-Automatik

Die Geräte von Blaupunkt haben einen besonders großen Fangbereich für die Bildstabilität. Trotz dieses großen Fangbereiches ist die Vertikalsynchronisation weitgehend unbeeinflußt von Störimpulsen. Das wird durch eine zusätzliche Stufe [PCF 82, Bild 2] erreicht. Der am Ausgang der Integrationskette entstehende Vertikalimpuls wird dem Gitter des Hexodensystems der Röhre ECH 81 zugeführt. Da ein einstufiges Amplitudensieb Verwendung findet, ist dieser Impuls negativ gerichtet. Das Gitter der P(C)F 82 ist positiv vorgespannt, daher fließt beim Fehlen eines Synchronimpulses ein Gleichstrom. Durch den negativen Synchronimpuls wird das Gitter gesperrt und dadurch der im Anodenkreis liegende Schwingkreis L_{470}, C_{462} zu einer Eigenschwingung angeregt, die aperiodisch abklingt. Die negativen Halbwellen dieser abklingenden Schwingung werden über die Diode D_{470} gleichgerichtet, und nach Aussieben der Eigenschwingung wird ein negativer Impuls gewonnen, der als Synchronimpuls zur Synchronisierung des Vertikalsperrschwingers benutzt wird. Die an das Gitter des Pentodensystems der PCF 82 gelangenden Störimpulse werden weitgehend vom Vertikalsperrschwinger getrennt, da die Störimpulse zunächst den Schwingkreis beeinflussen müßten, bevor sie die Synchronisation der Vertikalkippstufe stören könnten.

Fachbücher

G. F. Berg

Hydraulische Steuerungen

2. Auflage

REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK, Band 36

VEB Verlag Technik, Berlin

96 Seiten, 56 Bilder, broschiert 4,80 DM

Die REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK will einem großen Kreis von Technikern die wichtigsten Kenntnisse der Steuerungs- und Regelungstechnik vermitteln. Die gute Aufnahme des Bandes „Hydraulische Steuerungen" machte bereits nach kurzer Zeit eine zweite Auflage notwendig. Das ist in erster Linie auf die glückliche Vereinigung der exakten Darstellung der physikalischen Grundgesetze und der praktischen Anwendungen und Ausführungen zurückzuführen.

Nach einer Einführung, die die Formel- und Schaltzeichen erklärt und die Abgrenzung des Stoffes behandelt, werden im zweiten Abschnitt die Grundlagen der Hydraulik (Eigenschaften der Übertragungsmittel und die theoretischen Grundlagen der statischen Hydraulik) besprochen. Die für jede Konstruktion hydraulischer Anlagen wichtige Systemtheorie wird im dritten Abschnitt über „Grundkreisläufe" besprochen: der geöffnete und der geschlossene Kreislauf eines Hydrauliksystems, die Systeme mit mehreren Verbrauchern und die Gleichlaufsteuerung. Abschnitt 4 geht zu den Bauelementen des hydraulischen Kreislaufes über (Pumpentypen, Ventile, Zylinder, Servomechanismen). Abschnitt 5 gibt einige wichtige Anwendungsbeispiele aus dem Maschinen- und Fahrzeugbau.

Dank zahlreicher Hinweise auf Normen (TGL) und Beigabe sorgfältiger Konstruktionsskizzen erfüllt dieser Band vorzüglich den Zweck einer ingenieurtechnischen Information und stellt eine pädagogisch glänzend gelungene Kurzdarstellung des Fachgebietes der Hydraulik dar, die in der Automatisierungstechnik so häufig Anwendung findet.

W. Reichardt

Physikalische Grundlagen der Elektroakustik

B. G. Teubner Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1961

150 Seiten, 110 Bilder, 15,— DM

Dieses Buch ist im Rahmen der Schriftenreihe „Mathematisch-Naturwissenschaftliche Bibliothek" herausgegeben worden. Es soll die Grundlagen vermitteln, die notwendig sind, um elektroakustische Aufgaben zu lösen. Dabei werden anhand von Beispielen, die für die wissenschaftlichen Grundlagen besonders geeignet erschienen, elektroakustische Systeme physikalisch betrachtet und mathematisch behandelt. Der besondere Vorteil der im vorliegenden Buch vorgenommenen Abhandlungen liegt darin, daß ein elektroakustisches System, das sowohl elektrische als auch mechanische Elemente enthält, mathematisch einheitlich behandelt wird. Dies ist dadurch möglich, daß mechanische Elemente auf Grund der elektromechanischen Analogien als elektrische Schaltungsteile darstellbar sind. So kann z. B. der elektromechanische Wandler mit einem Schaltbild einheitlich dargestellt werden.

Der Inhalt des Buches ist in die folgenden sieben Hauptkapitel unterteilt: Probleme der Elektroakustik; Die elektromechanischen Analogien; Das Schallfeld; Ankopplung des Schallfeldes an einen mechanischen Schwinger; Das Baßreflexgehäuse als Beispiel für die Kombination zweier Analogien und der Kopplung mit dem Schallfeld über zwei strahlende Flächen; Elektromechanische Wandler, Schallwandler.

Da bei dem begrenzten Umfang die Anzahl der Beispiele beschränkt bleiben mußte, ist zu jedem Kapitel ein Hinweis auf die Spezialliteratur beigefügt worden, so daß damit dieses Buch für den Interessenten sehr nützlich ist. *Orlik*

Klaus K. Streng

Niederfrequenzverstärker

Heft 25 der Broschürenreihe „Der praktische Funkamateur"

Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin, 1962

100 Seiten, 77 Bilder und Tabellen, broschiert 1,90 DM

Das für den Amateur und Bastler bestimmte Büchlein — das aber auch dem Fachmann und Werkstattpraktiker als schnelles Nachschlagewerk für immer wiederkehrende Grundformeln usw. sehr nützlich sein wird — behandelt in klarer und übersichtlicher Gliederung die Grundlagen und grundsätzliche Dimensionierung von NF-Verstärkern, angefangen vom Mikrofonvorverstärker bis zu kleinen Endstufen und großen Leistungsverstärkern, wie sie beispielsweise der Funkamateur zur Modulation seines Senders braucht. Dabei sind auch die nur scheinbar am Rande liegenden Dinge, wie Impedanzwandler, Kaskodestufe im NF-Verstärker, Ultralinear- und PPP-Endstufe, nicht vergessen. Dem Ausgangsübertrager — der in den meisten einschlägigen Veröffentlichungen dieser Art nur am Rande behandelt wird — ist hier erfreulicherweise ein eigenes Kapitel gewidmet. Gerade hier zeigt sich die Methodik des der Fachwelt nicht unbekannten Autors deutlich: Der Praktiker wird mit rechnerischen Ableitungen weitgehend verschont, aber er findet in knapper Form alles das, was er für die Anfertigung eines Ausgangsübertragers wissen muß. Obwohl das Büchlein in erster Linie der Grundlagenbehandlung dient, werden zahlreiche zum Nachbau geeignete Schaltungen und genau die Aufbauhinweise gegeben, auf die es in der Praxis ankommt. Der in der Studiotontechnik erfahrene Verfasser verstand es, den nicht einfachen Stoff in leichtfaßliche, unmittelbar nutzbare Form zu bringen, ohne dabei oberflächlich zu werden. Insgesamt wird dieses Büchlein — nicht zuletzt, weil derartige Zusammenfassungen noch recht dünn gesät sind — dem Amateur und Berufsnachwuchs sehr nützliche Dienste leisten.

Leider trüben einige Schönheitsfehler den ersten Eindruck. Zunächst sind eine Reihe von Druckfehlern zu finden, die nicht alle gleich erkennbar werden und eindeutig auf das Konto der Korrekturabteilung kommen. Sie können besonders dem unerfahrenen Leser Schwierigkeiten bereiten. Es ist zu hoffen, daß der beigegebene Berichtigungszettel — der dem Rezensenten nicht vorlag — wirklich in allen Exemplaren dieser Auflage zu finden sein wird. Jedoch wären auch dem Autor für die weiteren Auflagen — die diese Broschüre bestimmt erleben wird — noch einige Verbesserungen zu raten. Zwar ist der Rezensent mit dem Autor einer Meinung, daß beispielsweise Klangregelschaltungen und Klangregister weitgehend „Mode" und dem persönlichen Geschmack unterworfen sind. Trotzdem hätte man sich gerade in diesem Heft eine etwas ausführlichere Behandlung dieses Komplexes gewünscht, auf den gerade der Amateur erfahrungsgemäß großen Wert legt und bei dem er die meisten Pannen bei eigenen Versuchen erlebt. Auch bei der Besprechung der Gegenkopplung wären einige eingehendere Hinweise wünschenswert, so z. B. das unterschiedliche Verhalten der Strom- und Spannungskopplung und deren Einfluß auf die Röhreneigenschaften (Beispiel: Spannungsgegenkopplung verringert R_i, vergrößert D, S bleibt konstant usw.). Auf Seite 52 ist nicht ohne weiteres ersichtlich, wieso Bild 41 mit dem Prinzipschaltbild 40 identisch ist. Kleinigkeiten, die trotz des beschränkten Raumes — evtl. bei Verzicht des Verlages auf die für Eigenreklame belegten letzten Seiten — sicher noch mit unterzubringen gewesen wären, die aber den Wert dieses Büchleins kaum mindern. Die Schaltbeispiele sind bis auf wenige Ausnahmen gut gewählt, die Ausführung der Zeichnungen (Seidler) ist sauber. Unerfindlich bleibt allerdings, was man sich bei der Gestaltung des Titelbildes — es zeigt einen undefinierbaren Geräteausschnitt mit überdrucktem großem rotem Fragezeichen — gedacht hat. Der Inhalt hätte ein besseres „Gesicht" verdient.

Jakubaschk

Abkürzungen der sowjetischen Fachliteratur für Funktechnik (2)

Zusammengestellt von ALFONS DIX

ТП — direkt geheizter Thermistor
ТПС — TV-Kleinsender
Тр. — Transformator; Übertrager
ТРСА — automatischer TV-Ballsender
ТРСО — TV-Ballsender kleiner Leistung
ТУ — technische Bedingung
ТЦ — FS-Zentrum
ТХК — Thyratron (Stromtor) mit Kaltkatode

УБВ — Kettenverstärker
УБП — universelles Stromversorgungsgerät
УВ — Wiedergabeverstärker
УВЧ — HF-Verstärker
УГ — Steuergenerator
УЗ — Aufsprechverstärker
УКВ — Ultrakurzwelle (UKW)
УЛ — Leitungsverstärker
УМ — Modulationsverstärker
Умф. — Umformer
УНЧ — NF-Verstärker; Trägerfrequenzverstärker
УП — Zwischenverstärker; Verstärkerstelle
УПТ — Gleichstromverstärker; TV-Antennenverstärker (Vorsatzgerät)
УПЧ — ZF-Verstärker
УС — Mischverstärker
УТП — TV-Antennenverstärker (Vorsatzgerät)
УУ — Universalverstärker
УШ — Kettenverstärker

ФА — Ferritantenne
ФАПЧ — automatische Frequenzregelung mit selbsttätiger Phasenscharfabstimmung
ФВЧ — HF-Filter
ФД — Phasendetektor; Fotodiode
ФИМ — Impulsphasenmodulation (PPM)
ФК — Fokussierungsspule
ФМ — Phasenmodulation
ФОС — Ablenk- und Fokussiereinheit
ФПЧ — ZF-Filter
ФС — Fotowiderstand
ФСС — Filter konzentrierter Selektivität (Filter erhöhter Trennschärfe)
ФТ — Fototransistor
ФТА — Bildtelegrafiegerät
ФТГ — Germaniumfototransistor
ФЧХ — Phasenfrequenzcharakteristik
ФЭ — Fotoelement; Fotozelle
ФЭУ — Fotoelektronenvervielfacher

ЧАПЧ — automatische Frequenzregelung mit selbsttätiger Frequenzscharfabstimmung
ЧД — Frequenzdiskriminator
ЧИМ — Impulsfrequenzmodulation
ЧМ — Frequenzmodulation (FM)
ЧМ-ЧМ/БМ — FM/FM-Balancémodulation
ЧС — Frequenzselektoren (-filter)
ЧТ — Frequenztelegrafie

ШГ — Rauschgenerator; Schachbrettmustergenerator
ШР — Steckkontaktverbindung

ЭВП — elektronisches Vakuumbauelement (z. B. Röhre)
ЭД — Elektromotor
ЭДС, э.д.с. — elektromotorische Kraft (EMK)
ЭЛТ — Elektronen- bzw. Katodenstrahlröhre
ЭМФ — elektromechanisches Filter
ЭО — Elektronen- bzw. Katodenstrahloszillograf
ЭОП — Bildwandlerröhre

Maßeinheiten

Kurzbezeichnungen von Vielfachen und Teilen von Einheiten

п	— Piko (p)	$= 10^{-12}$
мкмк	— Mikromikro ($\mu\mu$)	$= 10^{-12}$
н	— Nano (n)	$= 10^{-9}$
ммк	— Millimikro ($m\mu$)	$= 10^{-9}$
мк	— Mikro (μ)	$= 10^{-6}$
м	— Milli (m)	$= 10^{-3}$
с	— Zenti (c)	$= 10^{-2}$
д	— Dezi (d)	$= 10^{-1}$
да	— Deka (da, D)	$= 10$
г	— Hekto (h)	$= 10^{2}$
к	— Kilo (k)	$= 10^{3}$
мг, М	— Mega (M)	$= 10^{6}$
кмг, Г	— Kilomega, Giga (G)	$= 10^{9}$
мгмг, Т	— Megamega Tera (T)	$= 10^{12}$

Einheiten

а — Ampere (A)
ат — Atmosphäre (atm)
б — Bell (B)
бар — Bar (bar)
в — Volt (V)
Вб — Weber (Wb)
вт — Watt (W)
г — Gramm (g)
гн — Henry (H)
гс — Gauß (G)
гц — Hertz (Hz)
дж — Joule (J)
дн — Dyn (dyn)
к — Coulomb (C)
лк — Lux (lx)
лм — Lumen (lm)
м — Meter (m)
мин — Minute (min, ′)
мк — Mikron (μ)
мкс — Maxwell (M)
мо — Mho (mho) = Ω^{-1} oder Siemens
ом — Ohm (Ω)
св — Candela (cd)
сек — Sekunde (s, ″)
ф — Farad (F)
ч — Stunde (h)
э — Örsted (Oe)
эрг — Erg (erg)

Gebräuchliche Maßeinheiten

ва — Voltampere (VA)
вт·сек — Wattsekunde (Ws)
вт·ч — Wattstunde (Wh)
Ггц — Gigahertz (GHz)
дб — Dezibel (dB)
дм — Dezimeter (dm)
имп/сек — Impuls/Sekunde (Ip/s)
ка — Kiloampere (kA)
кв — Kilovolt (kV)
ква — Kilovoltampere (kVA)
квт — Kilowatt (kW)
квт·ч — Kilowattstunde (kWh)
кГм — Kilogramm/Meter (kgm)
кг — Kilogramm (kg)
кгц — Kilohertz (kHz)
ккал — Kilokalorie (kcal)
км — Kilometer (km)
км·ч — Kilometer/Stunde (km/h)
ком — Kiloohm (kΩ)
кэв — Kiloelektronenvolt (keV)
ма — Milliampere (mA)
мв — Millivolt (mV)
мвт — Milliwatt (mW)
мг — Milligramm (mg)
мгн — Millihenry (mH)
мггц, Мгц — Megahertz (MHz)
мгом, Мом — Megohm (MΩ)
мм — Millimeter (mm)
ммк — Millimikron (mμ)
мка — Mikroampere (μA)
мкв — Mikrovolt (μV)
мквт — Mikrowatt (μW)
мкгн — Mikrohenry (μH)
мкмкф — Mikromikrofarad ($\mu\mu$F, pF)
мкф — Mikrofarad (μF)
мксек = — Mikrosekunde (μs)
мсек — Millisekunde (ms)
нсек — Nanosekunde (ns)
нф — Nanofarad (nF)
пф — Pikofarad (pF)
эв — Elektronenvolt (eV)

Die Maßeinheiten werden meist in Schreibschrift geschrieben